

## ŘADA PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU  
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ  
ROČNÍK XXXVIII/1989 ● ● ČÍSLO 6

V TOMTO SEŠITĚ

Vážení čtenáři .....	201
<b>NOVINKY V TELEVIZNÍ TECHNICE</b>	
Televizní soustavy .....	202
Vývoj a přehled TV norem .....	202
Soustavy MAC .....	205
Soustavy HDTV .....	207
Soustava MUSE .....	209
Problémy zavádění soustav HDTV .....	210
Zvukový doprovod v TvP .....	211
Mf zesilovač a zpracování zvukového doprovodu .....	211
Způsoby zpracování zvuku .....	211
Mezinosný způsob, kvaziparalelní způsob .....	212
Stereofonní a dvoujazyčný doprovod .....	217
Dekódér nf signálu .....	218
Obvody pro úpravu nf signálu .....	220
Příklady řešení zvukového signálu .....	222
Sběrnice I <sup>2</sup> C ve spotřební elektronice .....	225
Konstrukční část: Jednoduchý směšovač .....	229
Kvaziparalelní směšovač .....	229
Dekódér stereofonního a dvoujazyčného zvukového doprovodu .....	230
Dekódér PAL pro přijímače SECAM .....	230
Úvod do číslicové a mikropočítacové techniky (pokračování) .....	233
Paralelní asynchronní přenos .....	233
Sériový přenos dat .....	237
Adresovací metody .....	238
Instrukční soubor CPU 8080 ...	239
Inzerce .....	239

## AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, s. p., Vladislavova 26, 135 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. Jan Klaba, Redakční radu řídí ing. J. T. Hyán. Redaktor L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vydje 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšířuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Rozšířuje PNS. Informace o předplatném podá a objednávky přijímá každá administrace PNS, pošta, doručovatel a predplatitelská střediska. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS - ústřední expedice a dovoz tisku Praha, administrace vývozu tisku, Kovpakova 26, 160 00 Praha 6. Tiskne NASE VOJSKO, s. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23. Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návrhy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044. Toto číslo má výtisk podle plánu 7. 12. 1989.

## Vážení čtenáři,

tímto číslem AR řady B, pro konstruktéry, se končí letošní ročník. Pro příští rok připravujeme jako první číslo konstrukci přijímače družicové televize s nezbytným teoretickým uvodem, neboť jde o problematicu, která ještě nebyla na stránkách AR podrobněji probírána. Výsledkem teoretických zdůvodnění je pak konkrétní obvod, který byl realizován a jehož parametry byly ověřeny jak měřením, tak při praktickém příjmu. Přijímač byl podle podkladů, které budou uveřejněny, ověřen redakcí (tj. postaven, změřen a vyzkoušen v praxi, navíc byl v praxi srovnáván s profesionálními přijímači s velmi dobrými výsledky).

Z dalších námětů, které by měly být obsahem zbývajících pěti čísel AR řady B, jsou uzavřeny smlouvy na — pokračování základů číslicové a mikropočítacové techniky, — pokračování seriálu Integrované obvody zemí RVHP (moderní operační zesilovače), — Zajímavá a praktická zapojení (s přehledem zapojení hledačů kovových předmětů apod.), — Postavte si „písíčko“ (autor ing. E. Smutný), — Dílna elektronika (nejrůznější konstrukce k domácímu využití) a konečně — Pracujeme s osciloskopem (pracovní název).

V jakém pořadí jednotlivé tituly vyjdou, bude záviset na tom, jak jednotliví autoři dodrží smluvní termíny dodání rukopisů, popř. dodají-li vůbec rukopisy.

Protože nás žádáte (vzhledem k nedostatečnému počtu výtisků AR) ve svých dopisech i o sdělení termínů využití jednotlivých čísel, zde je jejich přehled:

číslo 1/1990 — 15. 2.,  
číslo 2/1990 — 12. 4.,  
číslo 3/1990 — 7. 6.,  
číslo 4/1990 — 2. 8.,  
číslo 5/1990 — 11. 10.,  
číslo 6/1990 — 6. 12.

Upozorňujeme pouze, že i když byl v posledních letech harmonogram výroby časopisu tiskárnou celkem dodržován (až na výjimky), je možný (vzhledem k celkovému stavu našeho polygrafického průmyslu, který je dosti neutěšený) až týdenní (doufejme, že nikoli delší) skluz ve výrobě a tedy i v tom, kdy se časopis dostane na stánky PNS.

A když jsme se již dostali k PNS — jedna nepříjemná zpráva: časopis bude od začátku příštího roku dražší o 1 Kčs, bude tedy stát 6 Kčs. Jen malou útěchou jistě může být, že zdražení je minimální (vzhledem k cenám většiny ostatních časopisů, které budou až o 100 % vyšší). Cenu časopisu redakce bohužel nijak ovlivnit nemůže, může se však pokusit využít zdražení časopisu lepší jakostí obsahu a zpracování — to

bude i naše cesta. V této souvislosti proto žádáme čtenáře o bližší kontakt, aby časopis lépe plnil svoje poslání a lépe vyhověl požadavkům co nejširší čtenářské obce. Byli bychom proto rádi, kdybyste nám psali do redakce častěji o tom, co se vám líbí či nelibí, jaká téma v časopise postrádáte, jak se diváte na grafickou stránku časopisu (vyhovuje-li obsahu či nikoli) — prostě jakékoli postřehy a náměty, které by splnily či pomáhaly splnit cíl, který jsme si předsevzali — zlepšit jakost časopisu po všech stránkách. Upozorňujeme pouze, že jedno je dané (alespoň prozatím) — druh tisku (offset) a druh papíru.

A konečně — vzhledem k tomu, že zatím stále není na obzoru časopis pro číslicovou a výpočetní techniku a že prvotní zájem o výpočetní techniku poněkud pomínl (stačí pohled do inzertní části časopisů, a nejen našich), zajímal by nás váš názor na tuhoto oblasti techniky — na co se zaměřit, co opomíjet, čemu dávat přednost (hardware, software) apod., na jaké úrovni by měly být materiály z této oblasti elektroniky (pro začátečníky, pokročilé, ...), kolik čísel ročně by mělo být věnováno „klassické“ radiotechnice či elektronice a kolik číslicové a výpočetní technice. Nezapomínejte, prosíme, při svých návrzích na to, že AR je svým určením časopis pro ty, kteří mají elektrotechniku a elektroniku jako koníčka, tj. kteří pěstují tuto techniku jako zájmovou činnost — i když je dnes, v současné době, třeba brát zřetel na to, že vysokoškolák se specializací pro např. výpočetní techniku musí být sice profesionál ve výpočetní technice, ale asi bude „amatér“ např. ve vysokofrekvenční technice či jiných, pro něj odlehčit oborech elektrotechniky a elektroniky. A dále nezapomínejte ani na to, že by AR mělo stejně sloužit zájemcům z řad mládeže, jako těm dříve narozeným.

Ještě bychom chtěli upozornit na jednu věc: máte-li sami zájem stát se autory některého z čísel AR řady B, nabídněte nám téma, které byste chtěli zpracovat. My vaši nabídku (spolu s redakční radou časopisu) posoudíme a do jednoho měsíce vám sdělíme výsledek. Pro lepší představu — rukopis pro jedno číslo AR řady B musí mít asi 110 stránek normalizovaného textu (30 řádků po 60 úhozech na straně formátu A4) + asi 100 až 110 obrázků (obrázky stačí kreslit tužkou, od ruky). Blížší podrobnosti vám rádi sdělíme při podpisu smlouvy. Doba na zpracování rukopisu je věcí dohody (obvykle 6 měsíců až jeden rok). Honorář se řídí platnými předpisy (tj. až 1400 Kčs za tzv. jeden autorský arch, AA, 1 AA = 20 normalizovaných stránek strojem či 50 středně velkých obrázků; jedno číslo AR řady B obsahuje tedy zhruba asi 7 až 8 AA).

# TELEVIZNÍ SOUSTAVY

Ing. Jiří Nedvěd

**Pokroky v elektronice a progresivní výrobní technologie umožnily značně zdokonalit televizní techniku. Zavedení digitální techniky do zpracování signálu, zejména využití paměti s kapacitou pro zdigitalizovaný signál televizního rádku až snímku umožňuje plně využít toho, co současné televizní soustavy mohou poskytnout, ať již jde o kvalitu obrazu nebo zvuku. Stal se proto aktuální vývoj nové soustavy, která by posunula možnosti rozšíření a kvality obrazu na úroveň filmu 35 mm.**

Vzhledem k tomu, že TV spotřební elektronika tvoří významnou část trhu, je pochopitelný zájem průmyslových společností na vývoji progresivní TV techniky, která by jim zajistila výhodný odbyt výrobků a boj o ovládnutí trhu se promítá i do procesu volby nových soustav. Na jedné straně je zřejmá účelnost zavedení jednotné světové soustavy, na druhé straně však žádná soustava nemůže splnit specifické požadavky, vypĺňající z postupného přechodu ze všech stávajících soustav. Zopakujme si stručně vývoj a základní principy současných soustav.

## Vývoj a přehled televizních norem

Přibližně před 35 lety začalo v ČSSR televizní vysílání. V té době bylo již zavedeno v řadě zemí, a to často v různých nor-

mách, které však vycházely ze společných principů: rozklad obrazu na rádky a postupné zobrazení lichých a sudých rádků ve dvou následujících snímcích, aby se vyhovělo požadavkům vypĺňajícím z fyziologie vidění a nebylo zapotřebí extrémně širokého pásma.

K ostrému vnímání obrazu je třeba přenášet jednotlivé snímky s kmitočtem vyšším než 12 Hz. Aby obraz neblíkal, je třeba opakovací kmitočet vyšší než 50 Hz. Z technických hledisek bylo výhodné synchronizovat obraz kmitočtem elektrické sítě, aby zvnění napájecího napětí obvodů televizního přijímače (či magnetické pole síťového transformátoru) nezpůsobovalo pohybliové deformace obrazu, které jsou nápadnější než statické. Ve světě se používají a používají dva kmitočty snímkového rozkladu, 60 a 50 Hz, podle zavedeného síťového kmitočtu. V normách se síťovým kmitočtem 60 Hz (mimo normy proponované pro televizi s velkou

rozlišovací schopností) se obraz skládá z 525 rádků a v normách se síťovým kmitočtem 50 Hz 625 rádků. Vysílání se 405 a 819 rádků, zavedené v některých evropských zemích, bylo postupně zrušeno.

Další rozdíly mezi normami jsou dány šírkou pásmá vyhrazenou pro přenos obrazu, což také vede k rozdílným kmitočtům nosné vlny zvuku. Mimo to existují rozdíly ve způsobu modulace obrazu i zvuku (Francie – viz tab. 1.). Podle většiny norem se zvuk přenáší kmitočtově modulovanou nosnou vlnou zvuku, ale norma L užívaná ve Francii používá amplitudovou modulaci.

Po druhé světové válce se začalo intenzivně pracovat na zavedení barevné televize. Problém ovšem představovalo již zavedené černobílé vysílání, které je nutno respektovat v návrhu systému barevné televize, protože v přechodném období bylo nutné využívat stávající „černobílé“ zařízení, a to především přijímače. Systém, který splňoval požadavek slučitelnosti s normou pro černobílé vysílání, byl vypracován v USA v r. 1948. Nese označení NTSC podle komise – National Television System Committee – která systém zavedla.

Soustava NTSC je velmi propracovaná, což ji zajistilo velmi dlouhou dobu života i možnosti dalšího zdokonalení. Vychází z ní i tvůrci soustav zavedených později, především v Evropě. Využívá řady vědeckých poznatků barevného vidění. Vychází z poznatu, že vjemu světel prakticky všech

Tab. 1. Normy černobílé televize

Norma	B/G CCIR	D/K OIRT	H Belgie	I V. Británie	K1 Franc. území	L Francie	M FCC	N Již. Amerika
Kmitočtové oblasti	VHF UHF	VHF UHF	UHF	VHF UHF	VHF UHF	VHF UHF	VHF UHF	VHF UHF
Počet rádků obrazu	625	625	625	625	625	625	525	525
Snímkový kmitočet [Hz]	50	50	50	50	50	50	60	50
Řádkový kmitočet [Hz]	15625	15625	15625	15625	15625	15625	15750	15625
Trvání rádkového synchr. impulsu [ $\mu$ s]	4,7	4,7	4,7	4,7	4,7	4,7	5 (4,7) <sup>1)</sup>	5
Trvání rádkového zatemňovacího impulsu [ $\mu$ s]	12	12	12	12	12	12	10,8 (11) <sup>1)</sup>	10,9
Předstih rádkového zatemňovacího impulsu [ $\mu$ s]	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,9 (1,75) <sup>1)</sup>	1,9
Trvání snímkového zatemňovacího impulsu [rádků]	25	25	25	25	25	25	19 ... 21	19 ... 25
Šířka pásmá obrazového signálu [MHz]	5	6	5	5,5	6	6	4,2	4,2
Šířka vf kanálu [MHz]	7(B)8(G)	8	8	8	8	8	6	6
Odstup nosné vlny zvuku [MHz]	+5,5 +5,7 <sup>4)</sup>	+6,5	+5,5	+6	+6,5	±6,5	+4,5	+4,5
Šířka omezeného postranního pásmá [MHz]	0,75	0,75	1,25+	1,25	1,25	1,25	0,75	0,75
Vzdálenost nosné vlny od kraje kanálu [MHz]	+1,25	+1,25	+1,25	+1,25	+1,25	+1,25	+1,25	+1,25
Vf – úroveň synchr. impulsu [%]	100	100	100	100	100	6	100	100
Vf – úroveň bílé [%]	10	12,5	10	20	10	100 (110) <sup>1)</sup>	10	10
Vf – úroveň zatemňovacích impulsů [%]	73	75	75	76	75	30	75	75
Způsob modulace obrazu	C3F neg. F3E F3EH <sup>4)</sup>	C3F neg. F3E	C3F neg. F3E	C3F neg. F3E	C3F neg. F3E	C3F pos. A3E	C3F neg. F3E	C3F neg. F3E
Způsob modulace zvuku								
Zdvih kmitočtu [kHz]	±50	±50	±50	±50	±50	–	±25	±25
Preemfáze [ $\mu$ s]	50	50	50	50	50	–	75	75
Poměr výkonu nosné vlny obrazu a zvuku	10:1 ... 20:1 <sup>2)</sup> 20:1:0,2 <sup>4)</sup>	10:1 ... 5:1	5:1 ... 10:1	5:1	10:1	10:1	10:1 ... 5:1 <sup>3)</sup>	10:1 ... 5:1

1) Při přenosu NTSC nebo SECAM

2) zavedeno v NSR

3) v Japonsku 6,7:1 a 2,9:1

4) při dvoukanálovém zvukovém přenosu v NSR

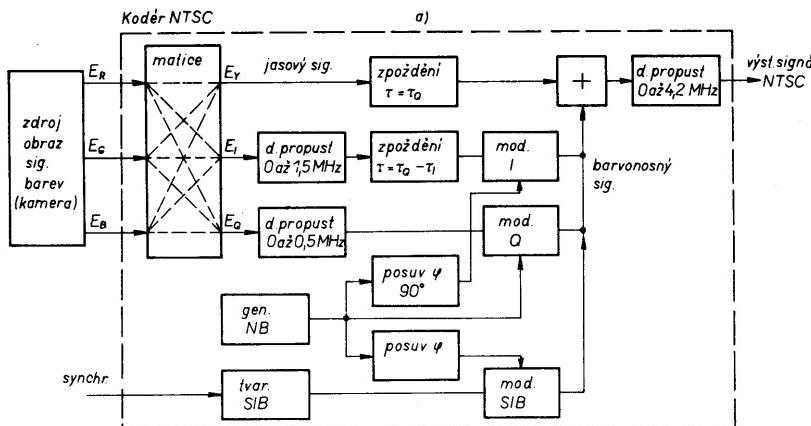
barev lze dosáhnout mísením tří monochromatických světel ze spektrálních oblastí červené, zelené a modré barvy. Dále vychází z poznatku, že rozlišovací schopnost zraku pro barvu objektů je menší než pro rozlišení jejich jasu, což umožňuje rozlišit drobné detaily jen jasem a redukovat tak šířku pásma nutnou pro přenos barevných detailů. V soustavě NTSC se využívá též poznatku, že rozlišovací schopnost zraku není pro všechny barvy stejná. Při změšování rozdílů barevného objektu nastane situace, kdy stačí vytvářet barvu pouze mísením světel oranžové a modrozelené barvy. (To má význam pro přenos, neboť vhodnou volbou tří složek barevného TV signálu lze postupně redukovat šířku přenosového pásma, takže složky pro přenos barev mají šířku pásma rozdílnou podle toho, ve kterých barvách zajišťují rozlišení. Pochopejte – barevná obrazovka – používá definované tři základní barvy.)

Z požadavku slučitelnosti vyplýnulo vytvoření složky signálu, přenášející informaci o jasu, která odpovídá signálu černobílé televize a také se stejným způsobem přenáší. Jednotlivé barevné složky přispívají do jasového signálu tou měrou, jakým relativním jasem jsou příslušné barvy vnímány. Např. modrá barva je vnímána jako tmavší než červená a ta zase jako tmavší než zelená. Žlutá, která bude ještě jasnější, má příspěvek jak od zelené, tak červené složky. Tak odpovídá podání barev odstupnění šedé při černobílém přenosu (princip konstantního jasu).

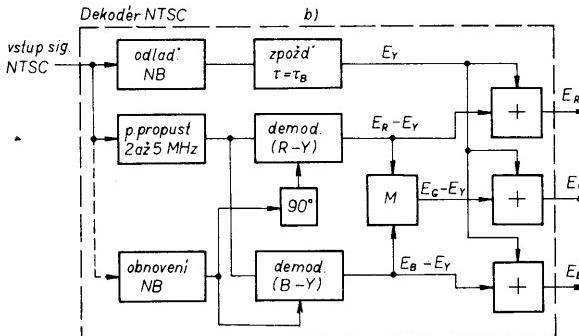
K přenosu informace o barvě se s výhodou používají rozdíly barevných složek signálu od signálu jasu – rozdílové signály barev. Vzhledem k tomu, že neobsahuje jasovou složku, je možné vytvořit další rozdílový signál barev ze dvou ostatních (maticováním, tj. sestáním signálů v určitých poměrech). Potom stačí přenášet jen dva rozdílové signály. Ty nakonec nemusí odpovídat ani základním barvám. V soustavě NTSC se používají rozdílové signály označené I a Q, které se vytvářejí – maticují – z původních rozdílových signálů červené a modré složky proti jasovému signálu:  $(E_R - E_Y)$  a  $(E_B - E_Y)$  a v přijímači se opět maticováním z těchto dvou rozdílových signálů I a Q vytvoří rozdílové signály červené, zelené a modré barvy, které po sečtení se signálem jasu dají odpovídající signály barevných složek.

Šířka pásmá používaná pro přenos rozdílových signálů je podstatně menší než pro jasový signál v souladu s rozlišovací schopností zraku. V soustavě NTSC je pak větší pro signál I, který odpovídá rozlišení mezi oranžovou a modrozelenou barvou (výsledná barva, pokud se přenáší jen signál I, vzniká mísením oranžové a modrozelené), než pro signál Q.

Rozdílové signály I a Q modulují amplitudově nosné vlny barev, které mají stejný kmitočet, ale jsou navzájem fázově posunuty o  $90^\circ$ . Postranní pásmá modulovaných nosných vln barev se pak vkládají do spektra jasového signálu. Nosná vlna se nepřenáší. Její kmitočet se volí tak, že spektrum modulované nosné vlny barev je v horní polovině spektra jasového signálu. Přitom se signál I přenáší již s částečně potlačeným horním postranním pásmem. Aby přidaná informace o barvách rušila jasový signál co nejméně, je kmitočet nosné vlny barev lichým násobkem polovičního řádkového kmitočtu. Pak jsou energetická maxima spektra barev na kmitočtech, na nichž jsou energetická minima spektra jasového signálu, tj. právě uprostřed mezi maximy. Kmitočtový odstup maxim nebo minim odpovídá řádkovému kmitočtu vzhledem k tomu, že obsah řádků jdoucích po sobě se většinou málo liší. (Průběh napětí během řádku má velkou periodickou složku, opakující se po řádcích.) To také umožňuje



Obr. 1b. Dekódování v soustavě NTSC



Obr. 1a. Kódování signálu NTSC

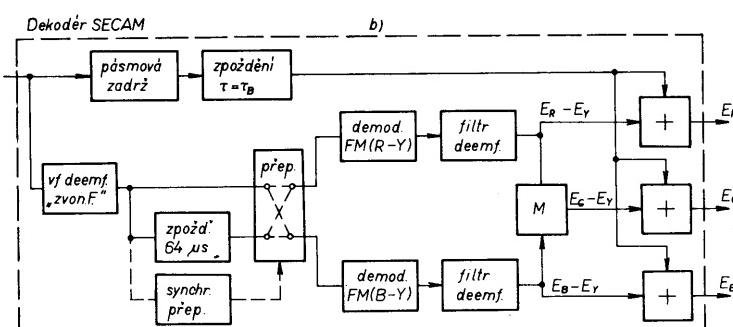
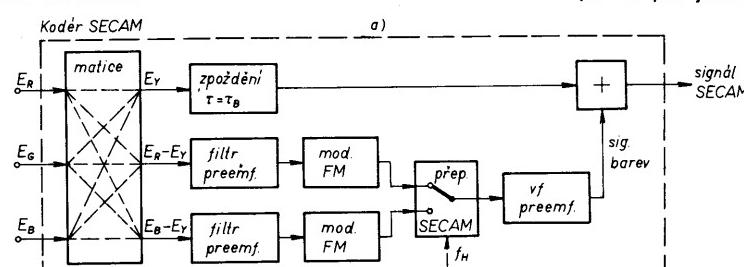
vzájemně oddělit spektra jasového signálu a barvonosné složky použitím vertikální filtrace. (Vyžaduje zpoždění signálu přibližně o jednu řádkovou periodu – tj. použití řádkové paměti. V poslední době se začíná taková filtrace používat i v luxusních přijímačích pro domácnost.)

V přijímači se pro rozdílové signály barev používá synchronní demodulace, která umožňuje oddělit oba signály. Synchronní demodulace vyžaduje referenční nosnou vlnu barev ve správné fázi. K jejímu „restaurování“ se přenáší v zatemněném intervalu řádku vzorek nosné vlny barev, která má fázový posuv  $180^\circ$  proti nosné vlně signálu  $(E_R - E_Y)$ , tvořený 7 až 9 cykly: synchronizační impuls barev („burst“).

Princip kódování v soustavě NTSC je názezen na obr. 1.

Soustava NTSC má velké nároky na přenosové cesty signálu. Lineární a nelineární zkreslení signálu působí zhruba vzdáleně, než se podstatně zhorší jasový signál. To při méně dokonalém zařízení v době zavedení soustavy vyvolalo určitou kritiku a podnitovalo další práce na soustavách barevné televize hlavně v Evropě. V r. 1957 byla tak uvedena ve Francii soustava SECAM (Séquentielle à mémoire), tab. 2.

Soustava vychází z principu konstantního jasu a barev přenáší rozdílovými signály – pro zjednodušení však oba se stejnou šířkou pásmá s barevami červené a modré (obr. 2). Přenáší je střídavě po řádcích, takže vždy jeden rozdílový signál barev chybí a na přijímací straně se nahrazuje signálem z předešlého řádku. Dekodér v přijímači musí obsahovat paměť pro jeden řádek,



Obr. 2a. Kódování v soustavě SECAM

Obr. 2b. Dekódér SECAM

Tab. 2. Soustavy barevné televize

Soustava:	NTSC M	B, G, H	PAL	N	SECAM
Norma:	M	I	M	N	B, G, H   D, K, K1   L
Jasový signál		$E'_Y = 0,3E'_R + 0,59E'_G + 0,114E'_B$			
Rozdílové signály barev	$E'_I = -0,27(E'_B - E'_Y) + 0,74(E'_R - E'_Y)$ $E'_Q = 0,41(E'_B - E'_Y) + 0,48(E'_R - E'_Y)$		$E'_Y = .493(E'_B - E'_Y)$ $E'_V = 0,877(E'_R - E'_Y)$		$D'_R = -1,9(E'_R - E'_Y)$ $D'_B = 1,5(E'_B - E'_Y)$
Korekce rozdílových signálů barev	-				$A = \begin{vmatrix} 1+j & f_R \\ 85 & \\ 1+j & f_B \\ 255 & \end{vmatrix}$ $D'_R^* = A \cdot D'_R, D'_B^* = A \cdot D'_B$
Úplní barevný signál	$E_M = E'_Y + E'_I(\cos \omega_B t + 33^\circ)$ $E'_Q (\sin \omega_B t \pm 33^\circ)$	$E_M = E'_Y + E'_U \sin \omega_B t + E'_V \cos \omega_B t$			$E_M = E_Y + G \cos 2\pi(f'_R R + D' + R \Delta f_{OR})t$ $E'_Y + G \cos 2\pi(f_{OB} + D' + B \Delta f_{OB})t$ $G = \text{funkce } f_o \text{ a } f_{RB} \text{ viz ampl. nosné vlny barev}$
Způsob modulace	kvadraturní amplitudová modulace s potlačenou nosnou vlnou				kmitočtová modulace
Řádkový kmitočet $f_H$	$15\ 734,264 \pm 0,05 \text{ Hz}$	$15\ 625 \pm 0,016 \text{ Hz}$	$15\ 734,264 \pm 0,05 \text{ Hz}$	$15\ 625 \pm 0,016 \text{ Hz}$	$15\ 625 \pm 0,16 \text{ Hz}$
Snímkový kmitočet	59,94 Hz	50 Hz	59,94 Hz	50 Hz	50 Hz
Kmitočet nosné vlny barev	$3\ 579\ 545 \pm 10 \text{ Hz}$	$4\ 433\ 618,75 \pm 5 \text{ Hz}$	$4\ 433\ 618,75 \pm 1 \text{ Hz}$	$3\ 575\ 611,49 \pm 10 \text{ Hz}$	$f_{OR} = 4\ 406\ 250 \pm 2000 \text{ Hz}$ $f_{OB} = 4\ 250\ 000 \pm 2000 \text{ Hz}$ ( $f_o = 4286 \pm 20 \text{ kHz}$ )
Vztah mezi $f_H$ a $f_B$	$f_B = \frac{455}{2} f_H$	$f_B = \frac{1135}{4} + \frac{1}{625} f_H$	$f_B = \frac{909}{4} f_H$	$f_B = \frac{917}{4} - \frac{1}{625} f_H$	$f_{OR} = 282 f_H, f_{OB} = 272 f_H$
Šířka pásma/zdvih rozdílových signálů barev	$f_B + 620/-1300 \text{ kHz}$	$f_B + 570/-1300 \text{ kHz}$	$f_B + 1066/-1300 \text{ kHz}$	$f_B + 600/-1300 \text{ kHz}$	$\Delta f_{OR} = 280 + 70/-226 \text{ kHz},$ $\Delta f_{OB} = 230 + 276/-120 \text{ kHz}$
Amplituda nosné vlny barev	$\sqrt{(E'_I)^2 + (E'_Q)^2}$	$\sqrt{(E'_U)^2 + (E'_V)^2}$			$M_0 \begin{vmatrix} 1+j, 16 F \\ 1+j, 1,26 F \end{vmatrix}, M_0 = 11,5 \% \text{ signálu OZ};$ $F = (f_{RB}/f'_Q) - (f'_B/f_{RB})$
Trvání synchr. impulsu barev	min. 8 kmitů	10 ( $\pm 1$ ) kmitů	9 ( $\pm 1$ ) kmitů		-
Fáze synchr. impulsu barev	180°, vztáženo k $E'_B - E'_Y$	$+135^\circ$ pro liché řádky v 1. a 2. snímku $-135^\circ$ pro suché řádky v 1. a 2. snímku $+135^\circ$ pro sudé řádky v 3. a 4. snímku $-135^\circ$ pro liché řádky v 3. a 4. snímku			proti $E'_U$
Identifikace	-	$E'_V$ - složka synchr. impulsu barev			pro $D'_R$ signál se zdvihem + 350 kHz při max. 540 mV pro $D'_B$ signál se zdvihem - 350 kHz při max. 500 mV

$E'$  a  $D'$  - čárkou jsou označeny signály s korekcí  $\gamma$

která se realizuje (až na nejnovější dekodéry s polovodičovou pamětí) ultrazvukovým zpožďovacím vedením. Rozdílové signály modulují kmitočtově nosné vlny barev - jejichž kmitočty se poněkud liší (v původní soustavě měla nosná vlna pro oba rozdílové signály stejný kmitočet) a modulovaná vlna se vkládá do jasové informace tak, že spektrum se nachází v horní polovině jasového signálu podobně jako u soustavy NTSC. Různými úpravami (preemfázi) rozdílových signálů před a po modulaci, jakož i volbou kmitočtu nosných vln barev či přepínáním fáze se dosahuje zmenšení rušivého efektu barev v jasovém signálu. Přesto u této soustavy nejvíce vzájemně pronikají signály, což se rušivě projevuje v obraze.

Jinou cestou šel tvůrce další zavedené soustavy, PAL, která vznikla v NSR v r. 1961. Tato soustava opět používá kvadraturní amplitudovou modulaci nosné vlny barev jako soustava NTSC, ale s rozdílovými signály červené a modré složky od signálu jasu, se stejně širokým pásmem:  $(E_R - E_Y)$  je označován V a  $(E_B - E_Y)$  je označován U. Podstatný rozdíl proti soustavě NTSC je ten, že fáze nosné vlny barev pro signál V se střídá se změnou o  $180^\circ$  po řádcích (což je totéž, jako by se střídavě měnila polarita signálu V:  $\pm V$ ). To umožňuje oddělit oba rozdílové signály vertikální filtrací (spektra signálů U a V jsou proložena podobně jako spektrum jasového signálu a rozdílových signálů v soustavě NTSC, tj. energetická

maxima signálu U se střídají pravidelně s energetickými maximy signály  $\pm V$ ) a odstranit tak barevné posuvy způsobené zkreslením diferenciálních fází (závislost fázového posuvu na úrovni signálu jasu), vznikajícím v přenosových cestách. V přijímacích se používá filtracní obvod s pamětí tvořenou ultrazvukovým zpožďovacím vedením se zpožděním přibližně o 1 řádkovou periodu. Tím se oba rozdílové signály oddělí ještě před synchronní demodulací.

Aby se dosáhlo prolínání spektra modulované nosné vlny barev a jasového signálu, musí být kmitočet nosné vlny barev posunut proti násobku řádkového kmitočtu o jeho 1/4, neboť střídáním fáze se vytvořila dvojnásobná četnost energetických maxim barvonosného signálu, než jakou má signál jasový.

Precizní oddělení jasového signálu od barvonosného je proto v soustavě PAL obtížnější než v soustavě NTSC. Nosná vlna barev se v soustavě PAL synchronizuje opět synchronizačními impulsy barev. Jejich fáze se pak střídá po řádcích liš o  $\pm 135^\circ$  od fáze nosné vlny signálu U. Umožňuje to synchronizaci přepínače fáze nosné vlny pro demodulaci signálu V. Princip modulace a demodulace je naznačen v obr. 3.

Cernobílý televizní přenos tak postupně nahradil přenos barevný. Postupně se zdomácnal i zvukový doprovod - zaváděl se stereofonní přenos zvuku. V normách B a G se vložil další zvukový kanál, jehož nosná vlna má vyšší kmitočet než nosná vlna obrazu o 5,7421875 kHz (tedy o 0,2421875 MHz vyšší než základní nosná vlna zvuku). Způsob modulace je stejný jako v prvním kanálu. Při stereofonním přenosu se v druhém přenosovém kanálu přenáší pravý kanál, zatímco

v prvním přenosovém kanálu se přenáší průměr kanálu levého a pravého.

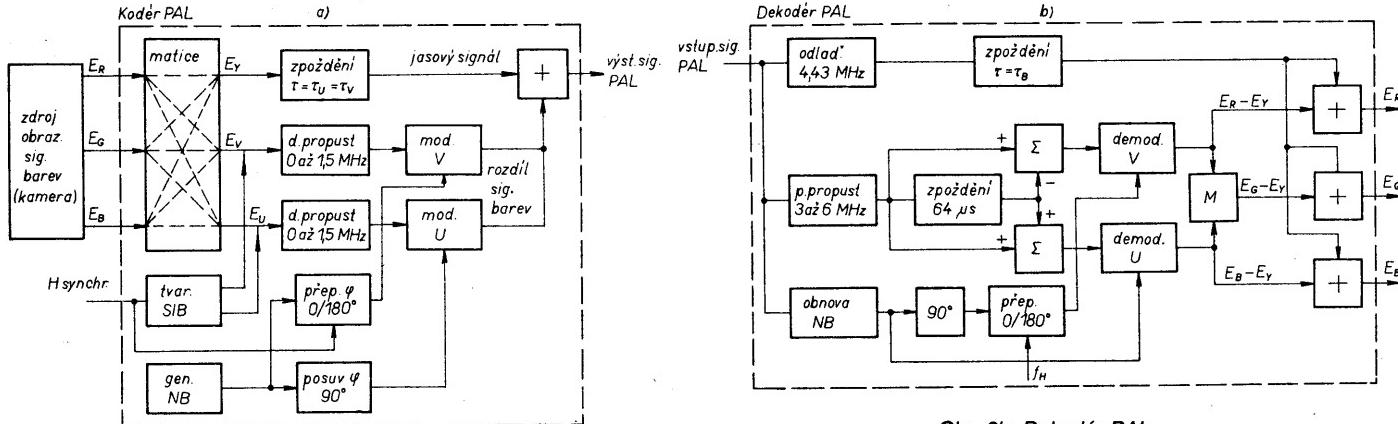
Způsob přenosu se identifikuje podle řídicí nosné vlny 54,6875 kHz, přenášené s ostatními informacemi ve druhém kanálu, která se při přenosu stereofonního signálu amplitudově moduluje s hloubkou 50 % kmitočtem 117,5 Hz a 274,1 Hz v případě dvoukanálového vysílání (používá se např. při dvoujazyčném doprovodu, kdy je pak možno volit jednu z variant).

Podobný způsob přenosu je proponován v ČSSR. Kmitočet nosné vlny druhého zvukového kanálu má být o 0,2421875 MHz nižší než u prvního kanálu.

Další rozšíření informací přenášených v televizním kanálu přineslo zavedení teletextu. Data v signálu teletextu se přenášejí v taktovacím kmitočtu 6,9375 MHz (což je 444násobek řádkového kmitočtu) ve 45 slovech po 8 bitech v některých volných řádcích zatemněného snímkového intervalu.

#### Přenosové soustavy barevné televize v systému MAC [4, 5, 6]

Všechny uvedené přenosové soustavy barevné televize mají společný nedostatek, tj. vzájemně se ruší jasový signál a rozdílové signály barev, což vytváří v obraze rušivé struktury. K tomu přistupuje to, že tyto soustavy jsou méně vhodné pro vysílání z družic. K vysílání z družic v pásmu centimetrových vln se z energetických důvodů používá kmitočtová modulace. Šum v blízkosti vyšších modulačních kmitočtů lze zmenšit použitím preemfáze. V takovém případě však představuje problém velká energie v oblasti signálů vyšších modulačních kmitočtů.



točtů, kterou tam vnáší modulovaná nosná vlna barev. Proto byly zavedeny pro družicové vysílání soustavy, které používají místo kmitočtového časový multiplex pro přenos složek signálu – MAC (Multiplexed Analogue Component). Během TV řádku jsou postupně přenášeny časově komprimované složky signálu.

Casově se jasový signál a rozdílové signály barev komprimují tak, že se tyto složky signálu vzorkují a vzorky ukládají do paměti. Vzorkovací kmitočet pro jasový signál je 13,5 MHz a pro rozdílové signály barev 6,75 MHz, což odpovídá vzorkovacím kmitočtům pro digitální zpracování ve studiových zařízeních. Vzorky uložené v paměti se potom rychlejším taktem – 20,25 MHz – vysírají, čímž se doba jejich přenosu zkrátí. Tak např. jasový signál, který se snímá po dobu 52  $\mu s$  v aktivní části TV řádku, se přenese během 32  $\mu s$ . Pro stejnou rozlišovací schopnost bude však vyžadovat rozšíření přenosového pásma kmitočtu v obráceném poměru zkrácení, tj. 1,5krát. Pro rozdílové signály barev pak bude doba přenosu poloviční než pro jasový signál. Rozdílové signály v soustavách MAC se přenáší střídavě po řádcích jako v soustavě SECAM.

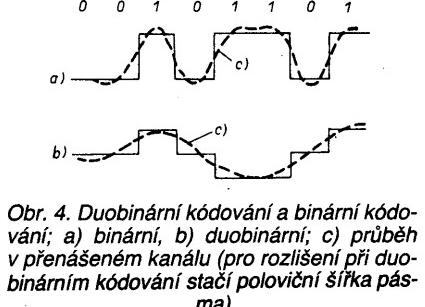
Vysílané vzorky signálu vzhledem k omezené šířce přenosového pásma vytvoří opět spojity analogový signál, jehož změny probíhají rychleji podle poměru komprese.

Na přijímací straně se signál opět vzorkuje s kmitočtem 20,25 MHz a ukládá do paměti. Z té se pak čtou současně vzorky jasového signálu a obou rozdílových signálů zmenšenou rychlosťí tak, že výsledné složky signálu mají opět původní časovou koincidenci.

Zbývající část řádkové periody je využita pro přenos synchronizačních signálů, dvou stereofonních nebo čtyř monofonních kanálů zvuku a datových signálů (včetně teletextu). Způsob přenosu těchto signálů je v jednotlivých soustavách MAC rozdílný.

**Soustava C-MAC packet** (zavedena pro družicové vysílání ve skandinávských zemích) přenáší digitální signál modulací nosné vlny způsobem označovaným 2–4 PSK, což je čtyřfázová modulace, při níž se fáze mění po 90°. Dochází tak k malým změnám obálky a tak se nevyžaduje při přenosu extrémní ani šířka pásmá, ani linearitá.

Soustava C-MAC packet vyžaduje šířku pásmá 27 MHz. To není vhodné pro kabelové rozvody. Proto byl navržen systém D-MAC packet. Pro přenos digitální informace používá duobinární kódování. To spočívá v tom (viz obr. 4), že pro úroveň logické 1 se používá maximální i minimální úroveň signálu, zatímco pro logickou 0 střední úroveň. Potom při střídání log. 1 a log. 0 a znova log. 1 přejde signál z maxima přes nulu do minima nebo opačně. To umožňuje přenášet digitální informace v kanálu s poloviční šířkou pásmá, ovšem zhorší se odstup signálů – šum.



Pro přenos ve stávajících kabelových rozvodech je však šířka pásmá 10,5 MHz stále příliš velká, proto se zavádí soustava **D2-MAC packet**, u které se zmenšuje obsah digitální informace a omezuje pásmo přenosu videosignálu. Vystačí se pak s kanálem o šířce 7 až 8 MHz. V systému D2-MAC packet má být provozováno družicové vysílání v Západní Evropě.

#### Složení signálu D2-MAC packet

##### Základní parametry systému

Počet řádků v obrazu: 625.

Řádky obsahující blok dat: 1 až 625.

Řádky obsahující obrazový signál: 24 až 310 a 336 až 622

(každá obsahuje signál Y, signál U liché, signál V sudé).

Prokládání:  
Počet stran obrazu:  
2:1.  
4:3 (případně 5,33:3).

Kompresní poměr pro signál Y: 3:2.

Kompresní poměr pro rozdílové signály: 3:1.

Kmitočet vzorkování: 20,25 MHz.

Počet vzorků na řádek: 1296,  
z toho pro jasový signál:

pro rozdílový signál:

Bitový kmitočet dat: 10,125 Mbit/s.

Počet bitů dat v běžném řádku: 105 (6 bitů hor. synchr. a 99 data),

v řádku 624: 105 + analogová reference,

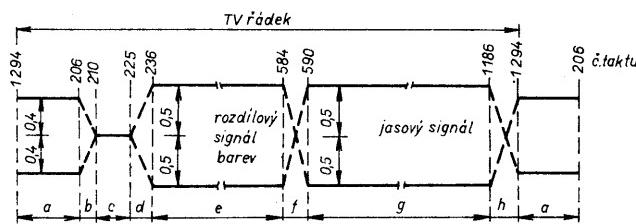
v řádku 625: 648 (6 bitů hor. synchr., 32 bitů clock run – in,

64 bitů vert. synchr.)

546 bitů pro služební provoz)

Na obr. 5 je naznačena skladba (časové schéma) základního signálu televizního řádku v soustavě D2-MAC packet. Časová měřítka složek signálu si navzájem neodpovídají – jde jen o orientační obrázek. Obrazový signál je tvořen jasovým signálem a rozdílovým signálem barev. Vyšší úroveň jasového signálu odpovídá většímu jasu. Rozkmit signálu od úrovně černé do úrovně bílé je 1 V, referenční úroveň pro zaklíčování stejnosměrné složky je 0,5 V.

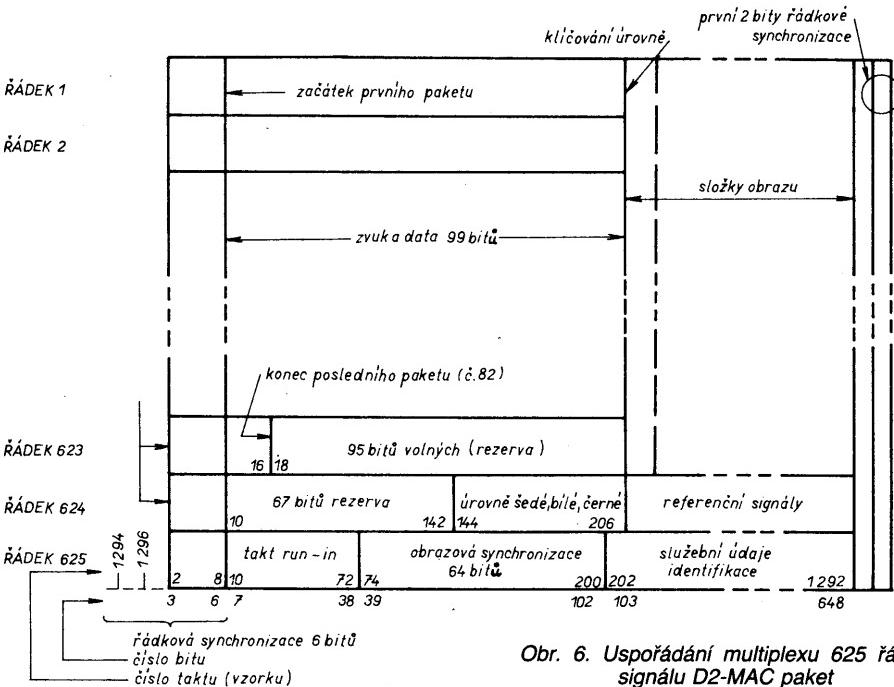
Rozdílové signály barev se přenáší střídavě po řádcích. V lichých řádcích rozdílový signál modré  $E'_{U_M}$  v suchých červené  $E'_{V_M}$ . Toto střídání redukuje počet vzorků barev ve vertikálním směru pro celou výšku obrazu na



**Obr. 5. Uspořádání signálu běžného TV řádku v systému D2-MAC packet:**

taktovací kmitočet je 20,25 MHz; a – 208 period taktu pro 105 bitů synchronizace a dat, b – 4 periody taktu pro ustálení po konci přenosu dat, c – 15 period taktu pro zaklíčování ss úrovni, d – 11 period taktu pro přechod na rozdílový signál barev, e – 348 period taktu pro přenos 349 vzorků rozdílového signálu barev, g) 6 period taktu pro přechod z rozdílového signálu barev na jasový signál, h – 696 period taktu pro přenos 697 vzorků jasového signálu, i – 8 period taktu pro přechod z konci jasového signálu na začátek přenosu dat (délky nejsou kresleny v měřítku)

144, což odpovídá maximálnímu rozlišení 72 Hz. Při poměru stran 4:3 to odpovídá rozlišení v horizontálním směru kmitočtu 1,85 MHz. Větší barevné rozlišení ve vertikálním směru, které může poskytovat studiový signál, by vedlo k vytvoření interferencí s rádkovou strukturou rozdílových signálů. Proto se zavádí vertikální filtrace na vysílací a přijímací straně. Aby se ušetřila kapacita paměti potřebná pro vytvoření odpovídajícího signálu, je použito duobinární kódování.



Obr. 6. Uspořádání multiplexu 625 řádků signálu D2-MAC paket

cích signálů barvy interpolací, vysílá se rozdílový signál v řádku, předcházejícím řádkem s příslušným jasovým signálem. Tak se vysílá rozdílový signál i v řádcích 23 a 335, v nichž je jasový signál na úrovni černé.

Obrazové signály korigované korekcií γ (označují se '), jsou vytvořeny podle následujících vztahů:

$$\begin{aligned} E'_Y &= 0,299 E'_R + 0,587 E'_G + 0,114 E'_B \\ E'_{UM} &= 0,733 (E'_B - E'_Y) = 0,733 \cdot (0,701 E'_R - 0,587 E'_G - 0,114 E'_B) \\ E'_{VM} &= 0,927 (E'_R - E'_Y) = 0,927 (-0,299 E'_R - 0,587 E'_G - 0,886 E'_B) \end{aligned}$$

#### Digitalní informace

Každý řádek od 1 do 623 obsahuje mimo rozdílový signál barvy a jasový signál 105 bitů digitální informace, v řádku 623 zůstává posledních 95 bitů nevyužito. Řádky 624 a 625 jsou zcela zaplněny daty (viz obr. 6).

#### Synchronizace

Prvních 6 bitů každého řádku je vyhrazeno horizontální synchronizaci. Signál tvoří sled „001011“ nebo sled jemu inverzní podle lichého nebo sudého čísla řádku, což umožňuje rozlišit rozdílové signály. K synchronizaci lze využít i signálu vertikální synchronizace v řádku 625, v němž po bitech řádkové synchronizace a 32 bitech bitové synchronizace („bit-run-in“) následuje až do taktu 200 64 bitů obrazové synchronizace. Výhodou takové synchronizace proti synchronizaci v současně užívaných normách je, že se využije plného rozkmitu pro obrazový signál a plný rozkmit má i synchronizační hranu.

#### Zvukové a datové kanály

Zvuková i datová informace se přenáší v paketech. První paket následuje ihned po bitech horizontální synchronizace. 99 bitů řádků 1 až 623 se skládá do 82 paketů po 751 bitech, které obsahují buď zvukovou nebo datovou informaci. Zbývající bity řádku 623 se nepoužívají.

Aby se minimalizoval vliv násobné chyby, 751 bitů každého paketu se rozmišťuje tak, že po sobě následující bity se ukládají v intervalech (rozezstupech) 94 bitů. Potom, v případě šifrovaného přenosu, se bity kódují přičtením (modulo 2) pseudonáhodné binární

náhodné funkce dekodéru. Protože jsou jen čtyři různá označení, přenos osmibitovým slovem umožňuje bezpečné rozlišení.

#### Zvukové kanály

V soustavě D2-MAC packet se počítá se zvukovými kanály různého druhu, které vyžadují podle své kvality různou bitovou rychlosť přenosu (viz tab. 3). Používají se stereofonní kanály velké kvality (komunitáorské), 16 vzorků/s. Při tom mohou používat lineární nebo komandované kódování. Kódování může používat jednoduchou nebo vyšší ochranu proti chybám.

Jednoduchá ochrana u komandovaného 10bitového kódování spočívá v přidání 1 bitu parity na 6 vyšších bitů (součet modulo 2 šesti nejvyšších bitů s bitem parity je nula). U lineárního 14bitového kódování se přidává paritní bit 11 vyšším bitům.

Vyšší ochrana u lineárního 14bitového kódování spočívá v použití Hammingova ochranného kódu (16, 11) na 11 vyšších bitů každého vzorku.

Zvukové bloky podle druhu mají délku 120 B a 90 B:

120 B – lineárně kódované s jednoduchou ochranou a komandované s vyšší ochranou,

90 B – lineárně kódované s vyšší ochranou a komandované s jednoduchou ochranou.

90bytové bloky (ve skutečnosti mají délku 91 B) následují bezprostředně za typem paketu. Tři bloky 120 B se rozdělují do čtyř po sobě následujících paketů stejné adresy. V tab. 3 lze pak zjistit, kolik bitů zůstává volných při určitém obsazení zvukových kanálů. Zbývající pakety lze obsadit jinými daty.

#### Informační pakety BI

Pakety BI se vysílají třikrát za sekundu. Uměřují dekodéru v přijímači nastavit příslušný režim podle kódování signálů zvuku. Význam bitů v paketu BI je v tab. 4.

#### Informace v řádcích 624 a 625

Řádek 624 obsahuje mimo bity řádkové synchronizace referenční signály. Začínají na taktu 144 slovem „E A F 3 9 2 7 F“. Od taktu 210 do 372 se přenáší reference úrovňě šedé, od taktu 327 do 534 úroveň bílé a od taktu 534 do taktu 696 úroveň černé.

Řádek 625 obsahuje data synchronizace a provozní informace:

Tab. 3. Přenosové vlastnosti paketů a dat při různých přenosech zvuku

Obsah Multiplexer	Pakety/s zvuk. kanálů	Zbývající pakety/s	přenosová bity/s-brutto	kapacita bity/s-netto
<b>A. Stereofonní kanály velké jakosti</b> 2 komandované stereofonní kanály s jednoduchou ochranou	2006	44	33 044	31 680
1 lineární stereofonní kanál s vyšší ochranou	1780 7/9	269 2/9	202 185 8/9	193 840
1 lineární stereofonní kanál s jednoduchou ochranou	1336 1/3	713 2/3	535 963 2/3	513 840
1 komandovaný stereofonní kanál s vyšší ochranou	1336 1/3	713 2/3	535 953 2/3	513 840
<b>B. Monofonní kanály velké jakosti</b> 4 komandované monofonní kanály s jednoduchou ochranou	2012	38	28 538	27 360
2 lineární monofonní kanály s vyšší ochranou	1783 7/9	266 2/9	199 932 8/9	191 680
3 lineární monofonní kanály s jednoduchou ochranou	2009	41	30 791	29 520
3 komandované monofonní kanály s vyšší ochranou	2009	41	30 791	29 520

Tab. 4. Složení paketu BI

Byte 1:	
bit 1	paritní bit
2	„nula“ zapamatování dat SDFCR (Static Data Frame Service Configuration Reference) – užívají se při zaklíčování signálu
3	nastavený bit („1“) znamená možnost nastavení dekodéru na příjem zpráv
4	identifikace zvukového bloku BC1 nebo BC2
5	
6	CIB (Command Information):
7	„0 0“ – přepínání hlasitosti pro hudbu a řeč, „0 1“ – přenos zvuku, ostatní kombinace dosud nedefinovány
8	udání stavu odpovídá bitu 5 nastaveném na „1“. Je-li bit 8 „0“, má zvukový signál přednost

Byte 2:	
bit 1	000 – monofonní kanál 40 Hz až 15 kHz
2	001 stereofonní kanál 40 Hz až 15 kHz
3	010 monofonní kanál 40 Hz až 7 kHz, ostatní kombinace neobsazeny
4	automatické mísení kanálů podle volby
5	zaklíčování
6	kontrola přístupu
7	lineární nebo kompandované kódování
8	ochranný bit

- 102 bitů obsahuje synchronizace (FSD). Tvoří ji 6 bitů řádkové synchronizace (LSW), 32 bitů „clock-run-in“ (CRI) a 64 bitů obrazové synchronizace (FSW).
- 5 bitů je určeno pro postupný přenos údaje o datu a času (UDT) během 25 obrázků, tj. během 1 s,
- 71 bitů patří údajům stavu dekodéru – Static Data Frame (SDT),
- další bloky dat po 91 bitech tvoří řídící a informační údaje – Time Division Multiplex Control (TDMCTL).

Podle nich se průběžně nastavuje dekodér. Mohou to být údaje o poměru stran obrazu, poměr komprese, údaje o přenášeném teletextu (normě, číslo řádku). Obsahuje i informační údaje jako název stanice, znak vysílání, důležité informace atd.

#### Zaklíčování (šifrované vysílání pro placenou televizi)

Ráda vysílání v západních zemích je v zaklíčované formě. Soustava D2-MAC packet s touto možností rovněž počítá. Zvuk, data i obraz mohou být vysílány šifrovaně. U zvuku a dat se používá kódování pseudonáhodnou binární sekvencí, která se přečítá modulo 2 k vysílané digitální informaci. Kód se dešifruje v dekodéru stejným způsobem.

U obrazu se předpokládají dvě metody šifrování, které používají rozdelení bloků a přesun jejich částí. Při jednoduchém rozdelení je rozdělen jeden blok rozdílového signálu barev a jeho druhá část se vysílá až za blokem jasového signálu. Místo přerušení lze volit libovolně. Při dvojitém střihu je přerušen i blok signálu jasu a obě druhé části, rozdílového i jasového signálu, se vysílají před příslušnými prvními částmi. I při této metodě jsou místa střihu volitelná.

Data potřebná k dešifrování se přenášejí v paketu dat. Abonent může určitým systé-

mem („chip karty“ nebo měnitelná klíčová slova) svůj přijímač naprogramovat pro správné dešifrování.

## Soustavy HDTV (High Definition Televizion) [7]

Soustavy s velkou rozlišovací schopností mají zajistit přenos obrazu s rozlišovací schopností filmu šířky 35 mm. Znamená to přibližně zdvojnásobit počet řádků a odpovídajícím způsobem zlepšit rozlišení v horizontálním směru. Na této soustavách se ve světě intenzivně pracuje, s jejich zaváděním se však nespěchá. Jsou úvahy i o přechodu k HDTV přes soustavy označované EDTV (Extended Definition Television), které představují určité kompromisy mezi nároky HDTV a současných TV soustav. Soustavy EDTV přináší určité zlepšení v kvalitě obrazu i rozlišovací schopnosti. Za takovou soustavu lze považovat i soustavy C-MAC a D2-MAC. Existují také návrhy soustav, vycházející ze soustav NTSC nebo PAL, s kterými jsou kompatibilní.

Určitý náskok má Japonsko, kde se již začalo s pokusným vysíláním HDTV z olympijských her v Soulenu. V Japonsku se na problémě HDTV pracovalo řadu let a výsledky prací státních laboratoří NHK podporují všechny firmy. Vysílání se uskutečnilo v přenosovém systému MUSE (Multiple Sub-Nyquist Encoding). V ostatních průmyslových zemích s vyspělým elektronickým průmyslem se však vyslovují kritiky tohoto systému především ve snaze omezit expanzi a oslabit japonskou konkurenici volbou odlišného systému.

Televizní společnosti by samozřejmě uvítaly jednotný systém HDTV, alespoň pokud se týče studiového zpracování, aby byla výměna programů co nejjednodušší. V tomto směru probíhá jednání v mezinárodní organizaci CCIR, srovnávací zkoušky studiových soustav se mají realizovat v SSSR během roku.

### Studiové systémy

NHK navrhla studiový systém, o kterém předpokládala, že by mohl být jednotný pro celý svět. Počet řádků volila tak, aby nezvýhodňoval žádnou normu (není dvojnásobek ani 525 ani 625).

Parametry tohoto systému jsou:

1125 – celkový počet řádků na obraz,  
60 Hz – snímkový kmitočet,  
2:1 – prokládání,  
30 MHz – šířka pásmu vstupních obrazových signálů,  
74,25 MHz – kmitočet vzorkování, 2200 vzorků/řádek:

1920 vzorků jasového signálu v aktivní části řádku,

960 vzorků rozdílového signálu barev v aktivní části řádku,  
280 vzorků v zatemněné části řádku.

Moderní studia zpracovávají signál v digitální formě. Rovněž kódování v nových soustavách vychází ze zdigitalizovaného obrazového signálu a v přijímači bude rovněž nutné digitální zpracování. Proto se udává počet vzorků, na který se signál rozdělí.

Návrh NHK nechce přijmout především Západní Evropu. Eureka '95, reprezentující společný výzkum velkých západoevropských firem, předpokládá 1250 řádků, z toho 1152 aktívnych pro přenos obrazu a 50 Hz snímkový kmitočet (50 Hz snímkový kmitočet z důvodu lepší slučitelnosti s filmem. Blikání se dá odstranit konverzí na 100 Hz v přijímači).

Dost těžko se dá předpokládat světové sjednocení. Snad se dosáhne takového výběru soustav, aby byla dobrá konverze navzájem. Pokud jde o formát 16:9, lze očekávat, že bude jednotný.

## Přenosové soustavy HDTV I EDTV [8], [9]

Přenosové soustavy HDTV i EDTV využívají různých metod pro omezení pásma potřebného pro přenos. TV signál je silně redukovaný a je tedy možné najít cesty ke změně této redundance. Je možné využívat ve větší míře prolínání spekter složek signálu, než u soustav BTW NTSC nebo PAL. Či postupně přenášet detaily obrazu, takže celý obraz se přeneše za dobu dvojnásobnou, než u současných soustav. Tyto způsoby přenosu vyžadují různé metody digitální filtrace signálu na vysílací i přijímací straně, případně paměť na celý obraz v přijímači.

Použití prokládaného řádkování vede k mihotání obrazu a tento „neklid“ je nepříjemně vnímán zejména u statických obrazů. Proto se přechází na postupné řádkování při zobrazení, což znamená, že se každý snímek skládá z plného počtu řádků obrazu. Zmenší se tak i viditelnost řádkové struktury. Při přenosu s prokládáním 2:1 lze jednoduše dosáhnout tak, že se obsah každého řádku zobrazí během řádkové periody dvakrát, tj. vytvoří se dva stejné po sobě jdoucí řádky. Protože se tím druhý řádek vertikálně posune, vznikne tak určité diagonální zkreslení (zkreslení šíkých čar). Určité zlepšení v tomto směru přináší vytvoření „meziřádku“ interpolací ze dvou sousedních řádků, čímž se přenos více přiblíží postupnému přenosu řádek.

Vytvořený „meziřádek“ vlastně odpovídá řádku přenášenému v dalším snímku. Je tedy možné skládat obraz z postupných snímků obrazové paměti, která umožní opakovat snímky. V soustavách 50 Hz se spíše opakují snímky z paměti tak, aby výsledný snímkový kmitočet 100 Hz potlačil bližní obrazu.

Uvedeným způsobem se dosáhne zcela kladného obrazu, ale při pohybu nastávají určité defekty, protože snímek z paměti je zpožděn o snímkovou periodu. Pak je vhodné vliv pohybu kompenzovat. Je-li i snímání kamerou postupné, je možné při konvertování na prokládané řádkování odvodit signál, který v přijímači může signál při zpětné konverzi opravit.

V běžných TV přijímačích signál, ve kterém jsou ve vertikálním směru rychlé, střídavé změny, které nemohou být malým počtem řádků zachyceny, může způsobit interferenci obrazu s řádkovou strukturou. Pak je lepší konvertovat studiový signál na tento menší počet řádků s tím, že se při úpravě počítá s konverzí na postupné řádkování v přijímači. Tento postup je vhodný pro sluchátelné soustavy HDTV, v nichž dostatečně zlepší vertikální rozlišovací schopnost. V přijímači HDTV se pak řádky vytvořené zpětnou konverzí korigují dalším přenášeným signálem.

### Zmenšení redundancy v přenosových soustavách

K přenosu dodatečných informací se u soustav sluchátelných se soustavou NTSC využívají „mezery“ ve spektru původního signálu, tj. do spektra jasového signálu a barvonosného signálu se vkládá další spektrum postranních pásem další modulované pomocné nosné vlny. Tento způsob přenosu jemných detailů jasového signálu, obsažených ve spektru 5 až 8 MHz, navrh Dr. Fukinuki (od fyr Hitachi). Podobně, jako nosná vlna barev v soustavě NTSC, se kvadraturně moduluje další pomocná nosná vlna, jejíž kmitočet se volí tak, aby spektrum „zapadlo“ do mezer spektra jasového signálu a barvonosného signálu. Třízrnnou filtrací (používá obrazovou paměť jednoho

snímků) se pak v přijímači spektra oddělují. Využívá se toho, že fáze vloženého signálu se po snímcích otáčí o  $180^\circ$ , což umožňuje, vytvořením součtu a rozdílu zpožděného signálu, získat zpět oddělené složky. Tento způsob vícenásobného využití pásm způsobuje však pohybové defekty a předpokládá použití obvodů pro jejich kompenzaci v přijímači. Uvedeným způsobem se mohou přenášet i části obrazu pro prodloužení obrazu na stranách na formát 16:9.

Další způsob prokládání spekter signálů byl navržen v laboratořích firmy Matsushita EIC. Používá kvadraturní modulaci nosné vlny obrazu (QUEM). Nosná vlna obrazu fázově posunutá o  $90^\circ$  se moduluje složkami signálu pro přenos jasových detailů nebo pomocného signálu pro zlepšení vertikální ostrosti při zpětné konverzi řádkování.

Uvedené způsoby přenosu signálu vyžadují předchozí tříozměrnou předfiltraci jednotlivých složek signálu ještě před jejich sloučením, aby se potlačilo překryvání spekter a tím rušivých jevů v obrazu.

#### Předfiltrace složek signálu hřebenovou filtrací

**Hřebenový filtr:** Vzhledem k tomu, že průběh signálů sousedních řádků se většinou málo odliší, má spektrum TV signálu výrazná energetická maxima na harmonických kmitočtech řádkového kmitočtu. Obsah energie s kmitočtovou odchylkou od harmonických kmitočtů se rychle zmenší. To vedlo k využití mezer ve spektru pro vložení podobného spektra barvonošného signálu, které se kmitočtově posunulo do mezer kmitočtovou transformací přes modulaci nosné vlny barev, ježíž kmitočet byl vhodně volen. Např. u soustavy NTSC lichým násobkem polovičního řádkového kmitočtu, címkou se spektrální maxima barvonošné informace posunou právě do míst spektra s minimální energií jasového signálu. Filtr, jehož přenosová charakteristika bude mít podobný průběh se střídáním propustnosti s útlumem, může vybrat ten signál, jehož energetickým maximum budou odpovídat oblasti propustnosti filtru. Fáze nosné vlny barev je posunuta v následujícím řádku o  $180^\circ$ , proto součtem signálů jednoho řádku se signálém řádku předchozího, tj. o řádkovou periodu zpožděné, se signál barvonošné vlny vyruší a zůstane jasový signál s dvoujnásobnou amplitudou. Opačně při odečtení zpožděného signálu zůstane barvonošná vlna. (Podobný filtr se používá v dekódéru PAL k oddělení signálů U a V. Doba zpoždění se od řádkové periody poněkud liší, aby nastal

kmitočtový posuv na maxima a minima spektra signálů U a V.)

Takto oddělené signály však budou mít částečně potlačený změny mezi řádky, jelikož signály řádků vznikají interpolací dvou následujících řádků. Tedy nastává filtrace ve vertikálním směru, zhoršující poněkud rozlišení. Pochopitelně stačí takto filtrovat jen tu část spektra, ve které se přenáší barvonošná informace. Rozlišení je pak mnohem lepší proti běžným přijímačům, kde se tato část spektra jasového signálu potlačuje pásmem zádrží nebo dolní propustí.

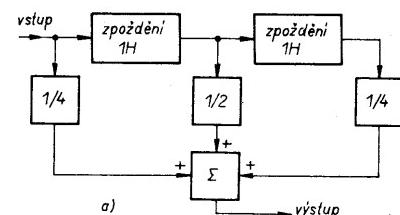
Realizace hřebenového filtru pro TV signál vyžaduje tedy zpozdit signál o jednu řádkovou periodu. Ostřejší hřebenový filtr provádí interpolaci většího počtu řádků. Uspořádání hřebenového filtru je na obr. 7a. Na obr. 7b je přenosová charakteristika takového filtru.

Podobně lze využívat toho, že fáze nosné vlny vložených signálů se posouvá o  $180^\circ$  po snímcích. Filtry pak provádějí interpolaci mezi snímkůmi a používají i obrazovou paměť (filtry 3D).

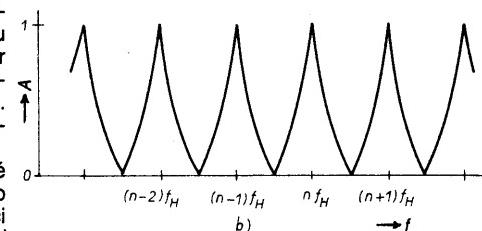
Filtrace zahrnující vzorky následující za sebou (v řádku), které odpovídají filtraci běžně známými filtry, lze označit jako filtraci v horizontálním směru. Filtrace, která zpracovává vzorky zpožděné o řádkovou periodu, se označuje jako vertikální filtrace. Pokud se doba zpoždění při tom liší ještě o vzorkovací periodu (srovnávají se vzorky ne nad sebou, ale šikmo nad sebou), označuje se filtrace jako diagonální. Pokud se použije zpoždění vzorku o snímkovou periodu (nebo o několik period), jde o časovou filtraci (temporální). Při prokládání řádkování zpoždění o snímkovou periodu zpracovává vzorky, které z hlediska obrazu jsou v sousedních řádcích, ale je mezi nimi zpoždění snímkové periody (jde o časovou vertikální filtraci).

Představíme-li si vzorky jednotlivých snímků uspořádané v rovnoběžných novinách, dostáváme tak prostorové zobrazení (3D), kde pak rozlišujeme směry horizontální, polovičního řádkového kmitočtu, címkou se spektrální maxima barvonošné informace posunou právě do míst spektra s minimální energií jasového signálu. Filtr, jehož přenosová charakteristika bude mít podobný průběh se střídáním propustnosti s útlumem, může vybrat ten signál, jehož energetickým maximum budou odpovídat oblasti propustnosti filtru. Fáze nosné vlny barev je posunuta v následujícím řádku o  $180^\circ$ , proto součtem signálů jednoho řádku se signálém řádku předchozího, tj. o řádkovou periodu zpožděné, se signál barvonošné vlny vyruší a zůstane jasový signál s dvoujnásobnou amplitudou. Opačně při odečtení zpožděného signálu zůstane barvonošná vlna. (Podobný filtr se používá v dekódéru PAL k oddělení signálů U a V. Doba zpoždění se od řádkové periody poněkud liší, aby nastal

Samozřejmě rychlé změny mezi řádky a v obrazu vůbec vedou k tomu, že určitá část energie se dostává i do předpokládaných mezer spektra a překryváním spekter složky signálu vznikají rušivé struktury v obrazu, které lze těžko na přijímací straně odstranit. Ke zlepšení se používá hřebenová filtrace složek signálu ještě před jejich sloučením v kodéru na vysílací straně. Tím se překryvající složky spektra odstraní a zlepší obraz i třeba při aplikaci ve stávajících sou-



Obr. 7a. Hřebenový filtr (H – řádková perioda,  $\Sigma$  – součtový obvod)



Obr. 7b. Spektrální charakteristika hřebenového filtru

stavách NTSC nebo PAL. Např. je vypracován návrh soustavy EDTV označované Q PAL, slučitelné se stávající soustavou PAL. Použitím předfiltrace 3D (třídimenzionální, tříozměrné) složek signálu se dosáhne zlepšení na stávajících přijímačích BTV.

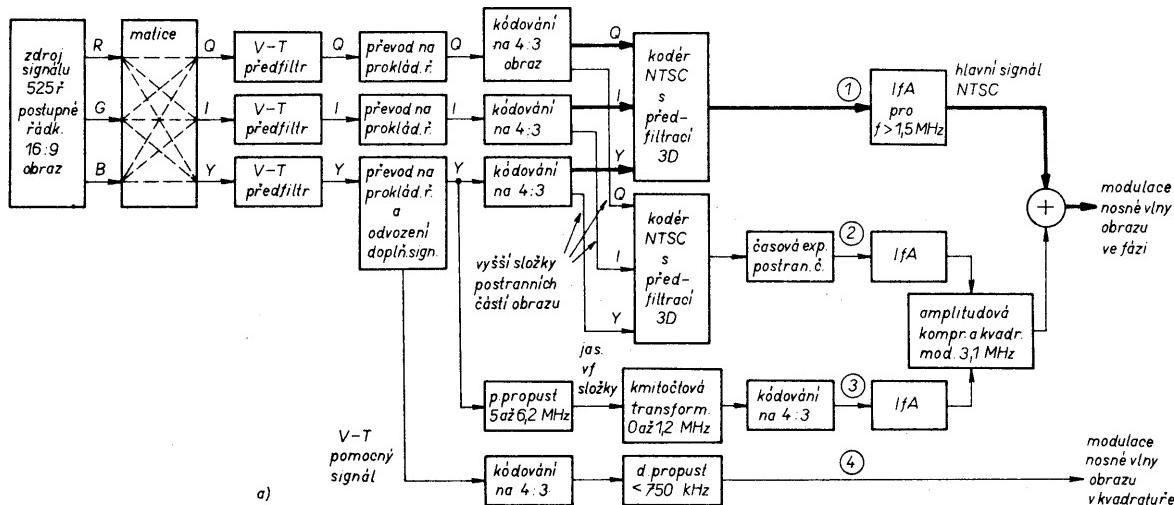
Použitím speciálního dekódéru Q PAL, ve kterém jsou filtry 3D, se dosáhne výrazného zlepšení proti soustavě PAL, srovnatelného s přínosem soustavy D2-MAC paket [11].

U soustav s vícenásobným prokládáním spektra, vycházejících ze soustavy NTSC, se kterou jsou slučitelné a případají v úvahu pro zavedení v USA, je předfiltrace 3D složek signálu nutná. Jednou takovou soustavou, za kterou stojí americká vysílací společnost NBC, je soustava označovaná ACTV.

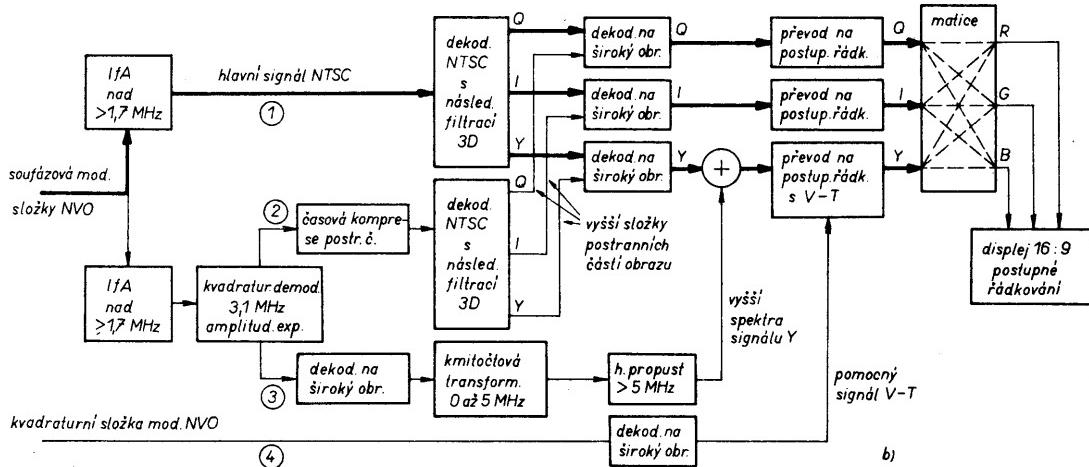
Způsob přenosu obrazu – jeho rozložení na složky, způsob zakódování složek do signálu a opětovná rekonstrukce obrazu – jsou v obr. 8a, b, c, d.

Složky Y, I, Q – obrazu formátu 16:9 jsou předfiltrovány, převedeny na prokládání řádkování. Při této konverzi se vytváří korekční signál (složka 4), který se přenáší jako kvadraturní složka modulace nosné vlny obrazu a v přijímači slouží ke zlepšení vertikální rozlišovací schopnosti.

Spektrum jasového signálu od 5,0 až 6,2 MHz se odděluje (složka 3) a přenáší se jako jedna ze složek modulujících kvadraturní složku modulace nosné vlny o kmitočtu 3,1 MHz. Pak se časově komprimuje levý



Obr. 8a. Kódování obrazových signálů v soustavě ACTV (Ifa – interframe average, způsob vertikální a časové filtrace → původní vzorky prvního a druhého snímku jsou nahrazeny průměrem obou; V-T pomocný signál obsahuje diference vzorků, proložených řádků k rekonstrukci při převodu na postupné řádkování v přijímači)



Obr. 8b. Dekódování obrazových signálů v soustavě ACTV (IIF – interframe differenze, vzorky jsou tvořeny rozdílem vzorků 1. a 2. snímků, vždy 2 snímků tvoří při prokládání rádkování jeden celý obraz)

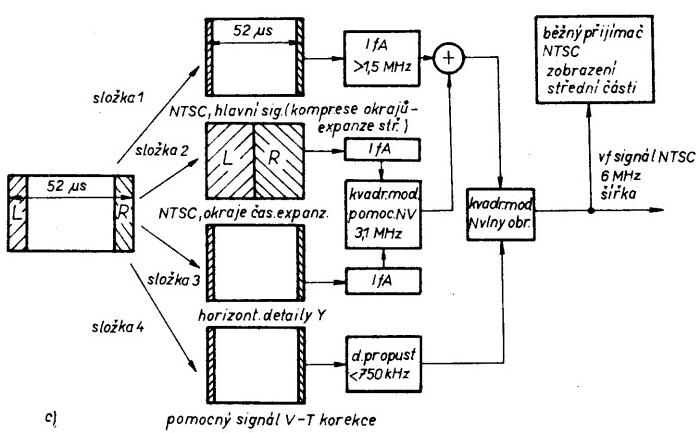
a pravý okraj obrazu a expanduje střední část, takže výsledný signál časově odpovídá přenosu obrazu ve formátu 4:3. Komprimované okraje budou na běžných televizorech za okrajem stínítka. Signály se pak kódují kodérem NTSC po předfiltraci 3 D (složka 1). Vyšší část spektra postranních částí, které byly časovou kompresí potlačeny, se kódují po předfiltraci 3 D dalším kodérem NTSC a vzniklý signál (složka 2) po časové expanzi tvoří druhý modulační signál kvadraturně modulované pomocné nosné vlny 3,1 MHz. Postranní pásmo modulace jsou připojena k signálu složky 1 a vzniklý signál moduluje nosnou vlnu obrazu. Všechny složky signálu jsou filtrovány obrazovými hřebenovými filtry, aby se předešlo jejich vzájemnému pronikání.

V přijímači se složky opět oddělují a po zpracování skládají. Rekonstrukce obrazu předpokládá obrazovou paměť. Synchronní detekce nosné vlny obrazu se oddělí složka 4, které se využívá při konverzi rádkování. Obrazový hřebenový filtr, funkčním v pásmu nad 1,7 MHz, se oddělí složka postranních pásem pomocné nosné vlny. Ta se opět demoduluje kvadraturním demodulátorem, který vzájemně oddělí složky 2 a 3. Složka 2 se dekóduje dekódérem NTSC a spojuje se složkou 1 při opětovné časové expanzi a komprezí části obrazu. K jasovému signálu se přidávají detaily nad 5 MHz a signál se konvertuje na dvojnásobný počet rádků složek výsledného rekonstruovaného obrazu.

Z uvedeného je zřejmé, že se při rekonstrukci jedná o dosti složitý proces, který se dá realizovat jedině digitálními obvody po převodu signálu do digitální formy. Na druhé straně je přenášený signál kompatibilní se zavedenou soustavou NTSC, což zajišťuje možnost příjmu současnými televizory při nepodstatném zhoršení kvality. Podobných soustav, které umožňují téměř dokonalou slučitelnost, je několik. V úvahu pro výběr v USA však připadají i méně slučitelné soustavy, vyžadující složitější adaptéry až po paralelní přijímače. Tyto soustavy využívají spíše způsobu přenosu MAC a při širším pásmu pro přenos mají větší rozlišovací schopnost. Jednou z těchto soustav je soustava MUSE, která má být použita pro pravidelné vysílání v Japonsku od r. 1990.

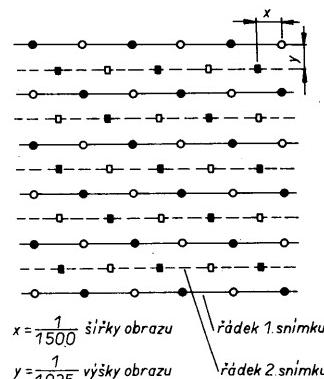
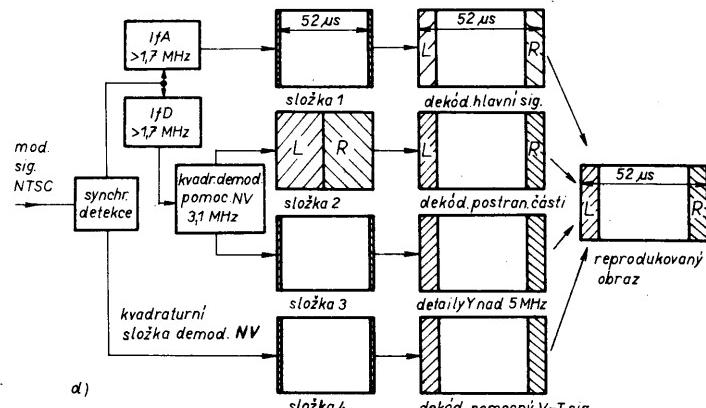
#### Soustava MUSE (Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding)

Přenosová soustava MUSE byla vyvinuta Japonskou státní institucí NHK pro družicové vysílání HDTV ve formátu 1125/60/2:1



Obr. 8c. Rozklad obrazu na složky při kódování v soustavě ACTV

Obr. 8d. Skládání obrazu v soustavě ACTV při dekódování



Obr. 9. Vzorkování obrazu v soustavě MUSE;

přenos vzorku: snímek 4n

snímek (4n + 1) □ snímek (4n + 3) ■

snímek (4n + 2) ● snímek (4n + 4) ▲

V řádku se přenáší 373 jasových vzorků, během 4 snímků se přenese každý vzorek

(počet rádek / počet snímků / prokládání). Spektrum signálu zaujímá pásmo 8,1 MHz. Stereofonní zvukový signál se přenáší digitálně. Jasový signál a rozdílové signály barev se přenáší ve formě MAC. (Soustava pro přímé vysílání má označení MUSE-E na rozdíl od analogické soustavy MUSE-T, určené pro přenosové trasy, která využívá pásmo 16,2 MHz.)

Základní princip spočívá v přenosu jen jednoho ze čtyř ze skupiny sousedních obrazových prvků, při čemž se pozice výběru vystřídá během čtyř následujících snímků (viz obr. 9) a v interpolaci mezi snímkami, využívající kompenzace pohybu.

Zpracování obrazového signálu před přenosem (nikoli přenos – ten je v analogové formě) a v přijímači je digitální. Jasový signál a rozdílové signály barev jsou převedeny na

digitálně kódované vzorky s rozlišením 8 bitů. Rozdílové signály jsou přitom komprimovány s poměrem komprese 4:1 a střídají se po řádcích.

Pozn. SubNyquistovo kódování znamená, že počet vzorků neodpovídá Nyquistovu kritériu, podle kterého má být vzorkovací kmitočet vyšší než dvojnásobek nejvyššího kmitočtu přenášeného spektra. Pokud tomu tak není, nelze z této vzorků obnovit původní signál. Mohou pak vzniknout zdánlivé obrazy, které neodpovídají originálu – aliasing efekt.

Než je signál „podvzorkován“ vybráním jednoho ze čtyř vzorků, je predfiltrován, aby se potlačil vznik optického klamu – aliasing efekt. Používají se odlišné způsoby filtrování pro statické části obrazu a části obrazu s pohybem (změnou). Podle vyhodnocení změny (pohybu) detektorem pohybu se vybírájí výstupy obou filtrů po obrazových prvcích. Následné podvzorkování, tj. výběr jednoho ze čtyř vzorků, je naznačeno v obr. 9.

V přijimači se statické části obrazu obnovují časovou interpolací vzorků čtyř snímků (vzorky čtyř snímků se tak skládají a získá se zobrazení odpovídající plnému počtu vzorků). Prostorové rozlišení při přenosu statického obrazu vyjadřuje diagram na obr. 10a. Pro prostory obrazu s pohybem (změnou) se

se digitálně v zatemněném snímkovém intervalu. V dekodéru pak se tímto vektorem přesouvají adresy pro čtení obrazových prvků z předchozího snímku ve směru pohybu, takže se mohou zpracovat v módu pro statický obraz.

### Soustava HD-MAC

V Západní Evropě se vyvíjí přenosová soustava HDTV v rámci projektu EUREKA 95. Pracuje se na soustavě označované HD-MAC, která má být kompatibilní se zavedenými soustavami MAC v Evropě [10]. Jsou sledovány dva hlavní způsoby zpracování signálu, zajišťující přenos HDTV signálu v kanálu s relativně úzkým pásmem, které mohou mít ještě další varianty. Odlišují se mezi sebou v zajištění dvou cílů vývoje: jednak zajištění velké rozlišovací schopnosti HDTV a jednak slučitelnosti se soustavou D2-MAC.

První způsob procesu redukce pásmo sledge možnost maximální rozlišovací schopnosti, které lze dosáhnout při 625 řádcích. Hlavní část procesu je zaměřena na zlepšení Kellova činitele, vyjadřujícího degradaci vertikálního rozlišení vlivem procesu rádkování včetně vyloučení efektu způsobeného prokládáním. Signál zpracovávaný tímto procesem dává lepší obraz na běžném přijímači D2-MAC.

Druhý způsob procesu se snaží dosáhnout většího vertikálního rozlišení, než umožňuje soustava s 625 řádky a přiblížit se rozlišení při 1250 řádcích. Podstatnou částí tohoto zpracování signálu je proces sloučení informace několika řádků zdrojového signálu u větším počtem řádků do řádku 625 rádkového přenosového kanálu, označovaný jako přesouvaný řádek (line shuffling).

Pro objasnění procesů obou základních způsobů úzkopásmového přenosu jsou v [10] naznačeny postupy zpracování jasového signálu.

**1. způsob** – Zdrojový signál má formát 1250/50/2:1. Skládá se z digitálních vzorků ortogonální struktury obrazu. Vzorkovací kmitočet je 54 MHz. Tento signál prokládaný řádkováním je konvertován na postupné řádkování konvertem, který má pohybové přizpůsobení (respektuje pohyb). Následuje vertikální dolnopropustná filtrace s mezním kmitočtem 312,5 Hz/výška a převzorkování na 625 řádků. Tako zpracovaný signál obsahuje znatelně méně klamných vertikálních složek a více energie na vyšších kmitočtech, než signál snímaný přímo v 625 řádcích. Upravený signál se přivádí na vstup kodéru redukujícího vzorky.

Redukce dat mezi kodérem a dekodérem je založena na dvou předpokladech:

- pro proces kódování a dekódování se využívá sekvence čtyř snímků,
- redukce dat zajistí zpracování vzorků se čtyřnásobným vzorkovacím kmitočtem, než může přenést kanál mezi kodérem a dekodérem (13,5 MHz pro jasový signál).

Z těchto podmínek, včetně předchozí předfiltrace, má signál procházející cestou kodér – dekodér následující parametry: 625 řádků, 50 Hz snímkový kmitočet, postupný ortogonální výběr vzorků s kmitočtem výběru 54 MHz.

Výstupní signál z dekodéru je rekonvertován na 1250 řádků postupného řádkování a dolnopropustné přefiltrován ve vertikálním směru s mezním kmitočtem 312,5 Hz/výška obrazu. Tím se potlačí opakovaná vertikální spektra jinak přítomná při přímém zobrazení 625 řádků. Po převzorkování se vytvoří 1250 řádkový signál s prokládaným řádkováním, který se pak zobrazuje.

**2. způsob** – Odlišuje se od prvního způsobu v tom, že po předfiltraci a konvertování na postupné řádkování je signál o kmitočtu vzorků 108 MHz přefiltrován dvourozmezrovou diagonální dolní propustí s mezními

kmitočty 27 MHz a 625 Hz/výška, umožňující převzorkování na šachovnicovité (vzorkování „quincunx“ – představuje uspořádání vzorků ve vrcholech a středu čtverce jako pětku na hrací kostce) rozmištěné obrazové prvky s kmitočtem vzorkování 54 MHz v 1250 řádcích bez vzniku klamných struktur.

Tento signál pak prochází soustavou kodér – dekodér za stejných podmínek jako v předchozím způsobu zpracování. Signál na výstupu dekodéru má následující parametry: 1250 řádek, 50 Hz snímkový kmitočet, postupné a šachovnicovité rozmištění obrazových vzorků s kmitočtem vzorkování 54 MHz. Tento signál se zpracovává opačným postupem než před vstupem do kodéru. Je převzorkován na ortogonální vzorkování s kmitočtem 108 MHz a filtrován stejným dvourozmezrovým filtrem pro potlačení spekter vzniklých při převzorkování na větší počet vzorků. Dále je opět jako v prvním způsobu převzorkován na signál pro prokládané, 1250 řádkové zobrazení.

Požadavky slučitelnosti, ozývající se v USA v Evropě, vyvolaly vývoj dalších variant soustavy MUSE s cílem bud' omezit šířku na současně TV kanály (narrow MUSE) nebo zajistit možnost příjmu přijímače soustavy NTSC (NTSC – MUSE – 9) nebo oboje současně (NTSC – MUSE – 6). Všechny tyto varianty (jako základní soustava MUSE) poskytují zmenšenou jakost obrazu při pohybu a mají i nectnosti prokládaného řádkování.

Soustavy MUSE i MD-MAC až na malé rozdíly mají přibližně stejné parametry. Ztráta na kvalitě procesu časové komprese a expanze znemožňuje dosáhnout plnohodnotného přenosu HDTV. Poněkud jiná situace je u soustavy ACTV. Uvedený jednokanálový přenos je srovnatelný s předchozími, ale s přidavným kanálem (dvoukanálový přenos) lze dosáhnout zlepšení, které má za výsledek obraz v jakostní úrovni HDTV.

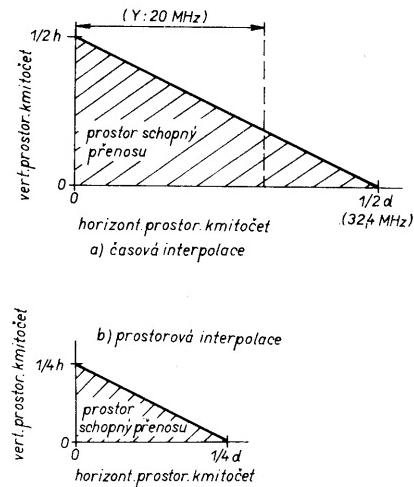
### Problémy zavádění soustav HDTV

Problémy při zavádění soustav HDTV jsou podobné problémům při zavádění barevné televize. Předeším jsou to podstatně větší náklady na zařízení a z toho opět pro masové rozšíření nejzávažnější cena přijímače HDTV. Z uvedeného popisu některých soustav HDTV je zřejmá obvodová náročnost dekodéru přijímače. K tomu přistupuje problém vhodného displeje.

Komerční TV systémy jsou optimalizovány tak, že po běžnou pozorovaci vzdálenost (6krát výška obrazu) se další zlepšení rozlišovací schopnosti neprojeví. Pro efektivní přenos HDTV je tedy nutné počítat se zvětšením projekční plochy úměrně k nárustu přenášené informace (tj. asi 5násobné zvětšení plochy). To se samozřejmě neobejde bez značného zvýšení ceny i hmotnosti. Při tom se požaduje alespoň dosavadní jas, kontrast, čistota barev, mechanická pevnost a spolehlivost. Pro řešení displejů padá dnes v úvahu obrazovka se stínici maskou, projekční soustava obrazovek a displej s tekutými krystaly. U obrazovek v přijímačích pro normy 50 Hz je nutné počítat s omezením blízkání obrazu s použitím konverze na snímkový kmitočet 100 Hz.

### Literatura

- [1] Vít, V. a kol.: Televizní technika. SNTL: Praha 1979.
- [2] Ptáček, M.: Přenosové soustavy barevné televize. NADAS: Praha 1974.
- [3] Ptáček, M.: Barevná televize – skripta ČVUT. Praha 1971.
- [4] Straňák, F.: Vývoj způsobu přenosu v družicové televizi. Slaboproudý obraz 1987, č. 1, s. 31.



Obr. 10. Prostor přenosuschopných prostorových signálů o kmitočtu obrazu v soustavě MUSE (grafy ukazují závislost možnosti zobrazení rychlých změn v obraze v jednom směru na rychlosti změn v druhém směru. Např. svislé pruhy na statickém obrazu se mohou opakovat s kmitočtem 32,4 MHz, tj. maximálním, protože změna vertikálního směru není žádná, tudíž vertikální kmitočet = 0)

používá pro obnovení prostorová interpolace vzorků jen z jednoho snímku, což může způsobit rozmarzání a zmenšení ostrosti. Výsledné prostorové rozlišení je menší, jak uvádí diagram na obr. 10b. Toto zmenšení však není závažné vzhledem k lidskému zrakovému vnímání větších prostorově-časových kmitočtů, tj. při pohybu v obraze nestačí vnímat detaily. Výjimku tvoří plynulý pohyb scény, který nastává při posuvu záběru kamery nebo plynulé změny úhlu záběru jejího úhlu či natočení. V takových případech je ztráta rozlišení citelná. Proto se k odstraňení takové degradace používá meziprostorová kompenzace pohybu.

Vektor reprezentující pohyb scény se odvozuje v kodéru pro každý snímek a přenáší

# ZVUKOVÝ DOPROVOVOD V TVP

Ing. Václav Teska

Při vývoji a výrobě televizních přijímačů byla vždy hlavní pozornost věnována především zlepšování jakosti obrazu. Tepře v posledním desetiletí se začalo se stereofonním a dvoujazyčným vysíláním, pro které dosavadní způsoby zpracovávání zvukového doprovodu nevyhovují. Zvukový kanál v televizním přijímači je sestaven z mezifrekvenčního zesilovače a k němu příslušných selektivních a detekčních obvodů, obvodu řízení nf složky a koncového nf zesilovače. Při stereofonním a dvoujazyčném příjmu je zvukový kanál doplněn mezifrekvenčním zesilovačem pro druhý mf signál a dekódrem nf signálu. V dalším textu si probereme jednotlivé funkční bloky, výhody a nevýhody druhů zpracování zvukového doprovodu a obvodové řešení jednotlivých funkčních bloků.

## Mezifrekvenční zesilovač a zpracování zvukového doprovodu

Při zpracování zvukového doprovodu ve zvukovém mezifrekvenčním zesilovači se využívají tří způsobů zpracování mf signálu: vytvoření mezinosného (intercarrierového) signálu detektorem obálky nebo kvazynchronním detektorem, paralelní zvukový kanál, kvaziparalelní zvukový kanál.

Každý z uvedených způsobů zpracování má své výhody i nevýhody. Hlavním hlediskem hodnocení jakosti zvuku je vznik rušivých signálů ve zvukovém doprovodu bývá: mnoha přičinami, jejichž analýza bývá v praxi velmi složitá. Přičinou vzniku rušivých signálů ve zvukovém doprovodu bývá lineární ovlivňování signálu, rušivé rozladění oscilátoru v kanálovém voliči, nelineární přenos signálu.

## Lineární ovlivňování signálu

Při lineárním ovlivňování signálu vznikají rušivé signály buď nedostatečnou úrovní nosné obrazu nebo fázovou modulací nosné obrazu oproti nosné zvuku.

### Ovlivnění signálu nedostatečnou úrovní nosné obrazu

Při mezinosném zpracování zvukového doprovodu potřebujeme k vytvoření signálu mezinosného kmitočtu 6,5 nebo 5,5 MHz zbytkovou nosnou obrazu, jejíž amplituda, při dané obrazové modulaci, se nesmí zmenšit pod 10 % nemodulované nosné obrazu, neboť jinak se podstatně zvětšíuje

rušení ve zvukovém kanále, vznikající pronikáním videosignálu do mezinosného signálu ve videodetektoru. Ani při amplitudové modulaci větší než 100 % a při ideálním zpracování signálu nelze zabránit pronikání obrazové nosné do zvukového kanálu. V TV přijímači se zmenšuje úroveň obrazové nosné, čímž se dodatečně moduluje signál vlivem odrazu a nesprávným nastavením přijímače.

### Fázová modulace obrazové nosné vůči zvuku

Při vzniku mezinosného signálu se přenáší fázová modulace nosné obrazu na mezinosnou zvuku 6,5 nebo 5,5 MHz a projevuje se jako rušení nf signálu. K této fázové modulaci dochází někdy již ve vysílači nebo při rušivém rozladění oscilátoru kanálového voliče přijímače a to tehdy, není-li skupinové zpoždění mezifrekvenčního filtru obrazu a zvuku stejné (u čívkových mf filtrů bývají obvykle rozdíly skupinového zpoždění značné).

## Rušivé rozladění oscilátoru kanálového voliče

Rušivé rozladění oscilátoru kanálového voliče se nejvíce uplatňuje při paralelním a mezinosném zpracování zvuku vlivem různých skupinových zpoždění nosné obrazu a zvuku, čímž se ovlivňuje zvukový kmitočtově modulovaný signál. To se při poslechu projeví jako rušení nf signálu. Oscilátor kanálového voliče může být „rušivě“ rozladěn při

rušivém napětí namodulovaném na napětí ladicí, např. v ladicím systému;

mechanických otřesech kanálového voliče, které se mikrofonii přenášejí do oscilátoru;

změně kmitočtu oscilátoru vlivem signálu přijímaného kanálu, neboť modulace těchto signálů se může přenést na signál oscilátoru.

## Nelineární přenos signálů

Při nelineární přenosové cestě mohou zejména v TV přijímači vzniknout složky signálu, spadající do oblasti signálu mezinosného kmitočtu 6,5 nebo 5,5 MHz, které se projevují jako rušení v nf signálu. Malé zesílení a malý posuv fáze demodulátoru je dán jeho pracovním bodem (diferenciální zisk a diferenciální fáze). Při buzení takového demodulátoru velkým videosignálem se tímto videodesignem amplitudově a fázově moduluje mezinosná zvuk a obrazová modulace se přenáší do zvukového signálu. Rušivé signály pronikající do zvukového kanálu jsou

(1) signály harmonických kmitočtů videosignálových složek s kmitočty  $6,5/n$  nebo  $5,5 \text{ MHz}/n$ , kde  $n$  je celé číslo;

(2) intermodulační produkty, vznikající mezi jednotlivými složkami mezinosného obrazového signálu;

(3) nízkofrekvenční kmitočty složek videosignálu, které přímo modulují fázové signál mezinosného kmitočtu 6,5 (nebo 5,5) MHz při vzniku diferenciálního fázového jevu.

Kromě těchto rušivých signálů pronikají do zvukového kanálu rušivé signály klíčováním rádkového a snímkového kmitočtu a jejich harmonické složky. Nejvíce se však uplatňují rušení o harmonickém kmitočtu 50 Hz, vznikající klíčováním snímkového kmitočtu; tento druh rušení se projevuje jako praskot v nf signálu (tzv. intercarrierový, mezinosný brum).

Maximální teoreticky dosažitelný odstup signál-rušení je při mezinosném zpracování zvuku asi 40 dB, což pro kvalitu hi-fi nestačí. Proto se hledaly jiné cesty zpracování zvukového doprovodu, které si rozebereme podrobněji v následující statí.

## Způsoby zpracování zvukového doprovodu v TVP

V TV přijímači se zvukový doprovod zpracovává, jak jsme již uvedli, způsoby mezinosným, paralelním, kvaziparalelním.

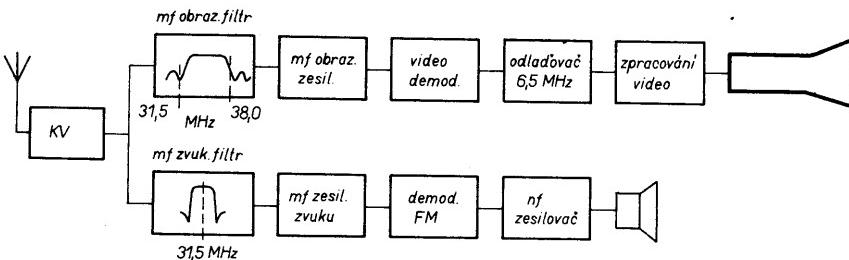
Pode způsobu zpracování zvukového doprovodu jsou zapojeny i mf zesilovače zvuku.

## Paralelní zpracování zvuku

Při paralelním zpracování zvuku (podle obr. 1) se obrazový a zvukový kanál za kanálovým voličem zpracovávají odděleně. V mf filtru obrazového kanálu je potlačena mf nosná zvuku. Mf filtr zvukového kanálu propouští jen signály v oblasti mf nosné zvuku 31,5 MHz (OIRT) nebo 33,4 MHz (CCIR) a obrazový signál potlačuje. Vzhledem k oddělenému zpracování obrazového a zvuko-

- [5] Graf, P.: Die wichtigsten Eigenschaften der Satelliten – Fernsehnorm D2 – MAC/Packet. ntz 39 (1986) č. 1, s. 18.
- [6] Gardier, P. N.: The UKD-D-MAC/PACKET Standard for DBS. IEEE Trans. on CE. 34 (1988), č. 1, s. 128.
- [7] Hopkins, R.: Advanced Television Systems. IEEE Trans. on CE. 34 (1988), č. 1, s. 1.
- [8] Ishardi, M. A. a kol.: Decoding Issues in the ACTV system. IEEE Trans. on CE. 34 (1988), č. 1, s. 111.

- [9] Gaggioni, H.; Gall, D.: Digital Video Transmission and Coding for the Broadband ISND. IEEE Trans. on CE. 34 (1988), č. 1, s. 16.
- [10] Raven, J. G.: High Definition MAC: The Compatible Route to HDTV. IEEE Trans. on CE. 34 (1988), č. 1, s. 61.
- [11] Das bessere PAL. Funkschau č. 1/1989, s. 46.
- [12] Geiger, E. A.: Worldwide Multistandard TV – Sets in Lieu of a World TV – Standard. IEEE Trans. on CE. 34 (1988), č. 3, s. XV.



Obr. 1. Blokové schéma TVP s paralelním zpracováním zvuku

vého kanálu nevznikají prakticky žádná rušení způsobená harmonickými a intermodulačními produkty nebo fázovou modulací obrazovým signálem (viz bod (1) a (2)). Kmitočtově modulovaná nosná zvuku je demodulována přímo demodulátorem FM bez použití mezinosného kmitočtu. Pak však i malé rozladění oscilátoru v kanálovém voliči způsobuje rušení nf signálu (viz článek Rušivé rozladění...). Kromě toho se demodulátor FM na kmitočtech kolem 33 MHz velmi těžko realizuje. To jsou hlavní důvody, proč se paralelní zpracování zvuku nepoužívá v současných TV přijímačích – technické a materiálové nároky na tento způsob zpracování zvuku jsou značné a proto je jeho realizace velmi drahá.

### Intercarierový (mezinosný) způsob zpracování zvuku

Při intercarierovém zpracování zvuku můžeme využít dvou způsobů zpracování a to obvyklý způsob s detektorem obály nebo kvazisynchronním detektorem a způsob zpracování se synchronním detektorem.

### Obvyklý mezinosný způsob zpracování zvuku

Již na počátku vývoje televizních přijímačů se ukázalo, že mezinosný způsob zpracování zvuku odstraňuje nedostatky a těžkosti, které vznikají při paralelním zpracování zvuku. Z obr. 2 vyplývá, že zvukový signál prochází přes kanálový volič, společný mezfrekvenční filtr a mf zesilovač. V obrazovém demodulátoru kromě obrazového signálu pro buzení obrazovky vzniká smísení nosného obrazu (38 nebo 38,9 MHz) s nosnou zvuku (31,5 nebo 33,4 MHz) signál zvukového mezinosného kmitočtu 6,5 nebo 5,5 MHz. Po vzniku signálu mezinosného kmitočtu 6,5 nebo 5,5 MHz je tento signál oddělen od obrazového signálu a po zesílení a omezení

přiveden na demodulátor FM. Z jeho výstupu je signál veden do obvodu zpracování nf signálu.

Vzhledem ke společnému zpracování obrazového a zvukového signálu v mf filtru, mf zesilovači a demodulátoru AM jsou náklady na toto řešení velmi malé. Protože mezinosná vzniká smísením nosné obrazu a zvuku, jsou i menší požadavky na kanálový volič a systém ladění, než je tomu při paralelním zpracování zvuku. Při společném zpracování obrazového a zvukového signálu vznikají však přeslechy, signál obrazového kanálu vniká do kanálu zvukového a obráceně. Aby rušení zvukovým signálem v obrazovém kanálu (např. moří 1,07 MHz) bylo co nejmenší, je zvuková nosná vlna na straně vysílače potlačena oproti nosné obrazu o 13 dB a v přijímači je použit odladovač signálu mezinosného kmitočtu, který potlačuje tento signál o 20 dB proti nosné obrazu. Vzhledem k malému poměru amplitud nosného zvuku a obrazu lze při mezinosném zpracování těžko dosáhnout ve zvukovém kanálu velkého odstupu rušení od signálu.

Příčiny přeslechu obrazového kanálu do kanálu zvukového byly již uvedeny. Nezádoucí přeslechy ve zvukovém kanálu se zvětšují se stupněm modulace nosné obrazu a intercarierový provoz je citlivý zejména na zmenšení zbytkové nosné obrazu pod 10 %, na přemodulování, na vznik směšovacích produktů videosignálu v intercarierovém kanálu a také na fázovou modulaci mezinosného zvuku nf složkami videosignálu.

Vliv na tyto přeslechy má hlavně použitý typ obrazového demodulátoru. Když použijeme demodulátor obalové křivky nebo kvazisynchronní demodulátor, vzniká kromě kvadraturního zkreslení i množství směšovacích produktů, jako jsou signály harmonických kmitočtů postranního pásma a zbytkového složky obrazového kmitočtového pásma, které se dostanou do oblasti kmitočtu mezinosného signálu, a které způsobují rušení ve zvukovém kanálu. Při relativně velkém přebuzení videosignálu se vlivem různých fází

fázové moduluje nosná zvuku. Za těchto podmínek je prakticky nemožné zajistit potřebný odstup rušivého a užitečného signálu a tak i zvuk jakosti hi-fi.

### Mezinosný způsob zpracování s lineárním synchrodemodulátorem

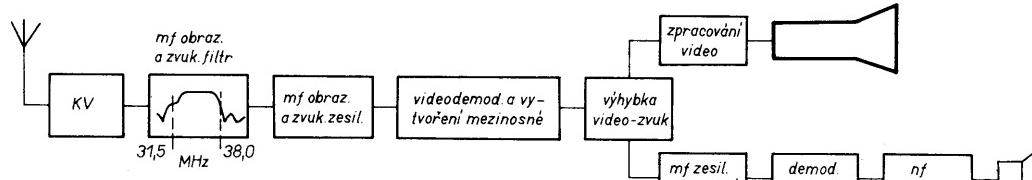
Při běžném mezinosném provozu vzniká vlivem nedokonalé obrazové demodulace množství směšovacích produktů, které zasahují do zvukového kanálu. Z obr. 3 je zřejmé, že principiálně je mezinosný způsob s lineárním synchrodemodulátorem až na videodemodulátor shodný s běžným mezinosným způsobem. Při použití lineárního synchrodemodulátoru musí být referenční signál jak kmitočtově, tak i fázově shodný se signálem nosné obrazu a nesmí být fázově modulován složkami postranního pásma, jak to obvykle bývá při pasivním zpracování referenčního signálu.

Referenční signál musí být odvozen z přijímaného vstupního signálu obvodem PLL, jako je to u dekódéru PAL. Kromě nákladů na regeneraci nosného obrazu jsou kladené zvýšené požadavky na kanálový volič a ladící systém, stejně jako při paralelním zpracování zvuku. Vzhledem k tomu, že mezinosná zvuka obsahuje i obrazový signál, musí být obvody všech stupňů navrženy pro zpracování velkého signálu. I když je při tomto způsobu zpracování zvuku možno zlepšit odstup rušení od užitečného signálu, je vzhledem k výše uvedeným požadavkům používán především v měřicích a kontrolních přijímačích.

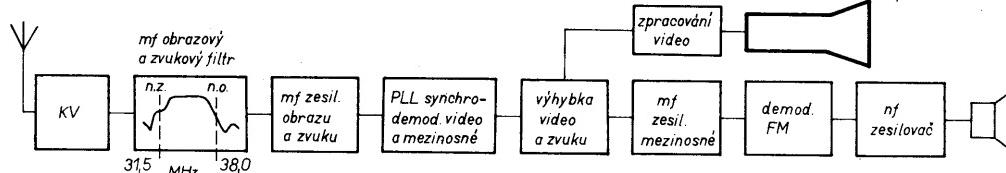
### Kvaziparalelní zvukový provoz

Při kvaziparalelním zvukovém provozu (dále KPP) je oproti obvyklému mezinosnému provozu zvukový a obrazový signál za kanálovým voličem zpracován odděleně. Tím je možné vytvořit pro zpracovávaný obrazový a zvukový signál optimální podmínky a při poměrně málo zvýšených nákladech odstranit nedostatky běžných způsobů zpracování zvuku. Při KPP smísením nosných obrazů a zvuku vzniká signál mezinosného kmitočtu 6,5 (nebo 5,5) MHz. Výhody mezinosného zpracování zvuku zůstávají zachovány, aniž jsou kladené zvětšené požadavky na kanálový volič a ladící systém, jako je to při paralelním nebo mezinosném zpracování s lineárním synchrodemodulátorem.

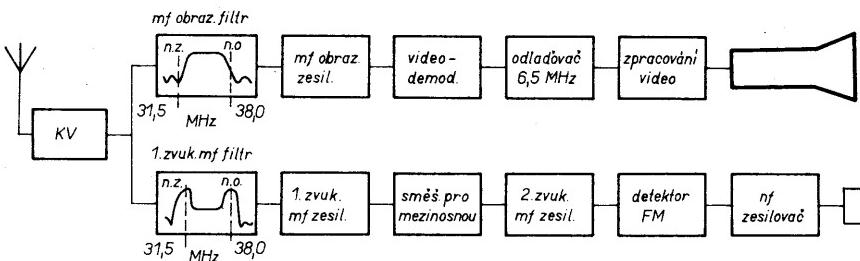
Blokové zapojení TVP s KPP je na obr. 4. Protože nosná zvuku není v obrazovém kanálu potřebná, může být vhodným mf filtrem



Obr. 2. Blokové schéma TVP s mezinosným zpracováním zvuku



Obr. 3. Blokové schéma TVP s mezinosným zpracováním zvuku a synchrodetektorem



Obr. 4. Blokové schéma TVP s kvaziparalelním zpracováním zvuku

potlačena. Protože na videodemodulátoru nevznikají rušivé směšovací produkty ze složek zvuku a videosignálu, zlepší se při KPP i jakost obrazu. Za videodemodulátorem není potřebná „výhybka“ pro rozbočení signálu zvukového a obrazového signálu. Při KPP se pro zlepšení jakosti obrazu zapojuje odladovač 5,5 a 6,5 MHz do obrazového kanálu před dekódery barev a teletextu. Při KPP je zvukový signál převáděn na dva mf zvukové signály a to za kanálovým voličem na signál s nosnou 31,5 nebo 33,4 MHz a na mezinosný signál 6,5 nebo 5,5 MHz.

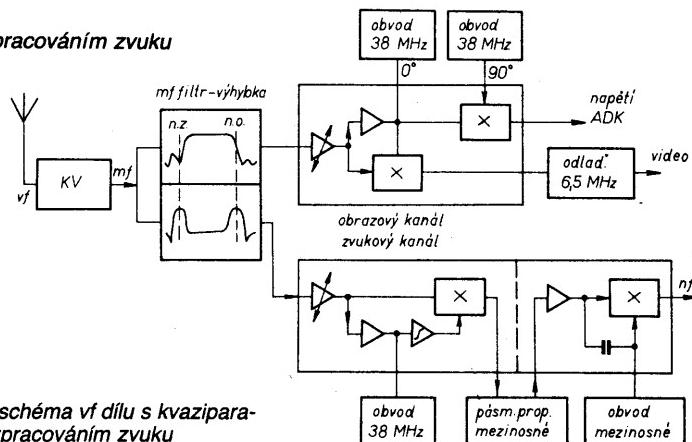
Pro snazší orientaci je nosná 31,5 nebo 33,4 MHz označována jako 1. mf signál a mezinosná 6,5 nebo 5,5 MHz jako 2. mf signál. První mf filtr za kanálovým voličem musí kromě 1. mf signálu přenést i nosnou obrazu a to se stejným činitelem přenosu, abychom získali 2. mf signál. Tento filtr musí dostatečně potlačit nosnou obrazu a zvuku sousedního kanálu a střední kmitočty obrazového signálu (zejména 4,43 MHz, 6,5 MHz/n, kde n=2, 3, 4, ...). Dále tento filtr pro referenční signál musí mít charakteristiku odpovídající pásmové propusti (nesmí mít Nyquistovu hranu), symetrickou podle nosné obrazu. Vysílačem jsou vysílána dvě postranní pásmá obrazového signálu a to na nosné obrazu ±0,75 MHz, která mohou způsobit malou fázovou modulaci referenční nosné obrazu. Fázová modulace signálu je hlavně způsobena videoleszkami jednoho postranního pásmá, ležícími nad kmitočtem 0,75 MHz. Fázovou modulaci referenční nosné obrazu lze potlačit omezením (limitací) a fázovou modulací signálu prvním mf filtrem a obvodem referenčního signálu, čímž se zlepší odstup signál – rušení.

Z výstupu prvního mf filtru je signál veden do 1. mf zesilovače, v němž smísením nosné obrazu s 1. mf signálem zvuku vzniká 2. mf signál – mezinosný. Nežádoucí obrazový signál je potlačen kvadraturním detektorem. Jedná se o podstatně o analogovou násobičku, u níž se na první vstup přivádí užitečný mf signál a na druhý vstup je jako referenční signál přivedena nosná obrazu, fázově pootečená o 90°. Při tomto způsobu směšování vznikají především složky jednoho postranního pásmá, zvukový signál a výstupní signál. Složky dvou postranních pásem, tj. složky obrazového signálu až do 0,75 MHz, se při symetrické charakteristice prvního mf filtru ve výstupním napětí neuplatní. V praxi se referenční signál získá odfiltrováním a omezením užitečného signálu paralelním obvodem (referenční obvod). Omezením se eliminují složky dvou postranních pásem a nosné obrazu, pokud je zachována symetrie amplitud a fáze – je třeba vhodně navrhnut a umístit selektivní obvod (mf filtr a referenční obvod), aby bylo dosaženo potřebné symetrie amplitudy a fáze.

Výstupní signál mezinosného směšovače je veden přes pásmový (keramický) filtr 6,5 nebo 5,5 MHz do 2. mf zesilovače, v němž je potlačena amplitudová modulace kmitočtově modulovaného mezinosného signálu. Z výstupu tohoto zesilovače je signál veden do demodulátoru FM, na jehož výstupu je ne signál. Blokové zapojení vf části TVP pro KPP je na obr. 5.

### První zvukový mf filtr

Požadavky na první mf filtr při KPP se podstatně liší od požadavků, které klademe na obrazový a zvukový mf filtr při mezinosném zpracování zvukového signálu. Protože požadavky na obrazový a zvukový filtr při KPP jsou různé, je nutné použít dva mf filtry, nebo (při potřebě nižších nákladů) je nutné použít vhodnou výhybku pro obrazový a 1.



Obr. 5. Blokové schéma vf dílu s kvaziparalelním zpracováním zvuku

Tab. 1. Srovnání různých zpracování zvukového doprovodu v TV přijímačích

Parametr	Provoz klasický paralelní	mezinosný		
		klasický detektor obalové křivky nebo kvazisynchronní demodulátor pro obraz a zvuk	se synchrodemodulátorem pro obraz a zvuk	kvaziparalelní oddělená selektivita a mf zesilovač pro mezinosný signál
Jakost obrazu	dobrá	přijatelná až dobrá	velmi dobrá	dobrá
Jakost zvuku	velmi dobrá	pro hi-fi nepoužitelná	dobrá	dobrá
Požadavky na kanálový volič	velké	běžné	velké	běžné
Požadavky na ladící systém	velké	běžné	velké	běžné
Požadavky na selektivitu	velké	běžné	běžné	mírně větší
Požadavky na aktivní součástky	zvětšené	běžné	větší	zvětšené
	obrazový mf zesilovač + demodulátor, zvukový mf zesilovač + demodulátor FM	obrazový mf zesilovač + demodulátor PLL, mf zesilovač mezinosný + demodulátor FM	obrazový mf zesilovač + demodulátor PLL, zvukový mf zesilovač + směšovač, mf zesilovač mezinosný + demodulátor FM	obrazový mf zesilovač + demodulátor, zvukový mf zesilovač + směšovač, mf zesilovač mezinosný + demodulátor FM

V tab. 1 jsou pro porovnání shrnutý všechny uvedené způsoby zpracování zvukového doprovodu. Při uvedeném způsobu hodnocení získáme pouze relativní údaje, neboť jakost zvuku je samozřejmě závislá na daném zapojení. Z tab. 1 vyplývá, že KPP je v současnosti nejekonomičtější cestou pro získání jakostního zvuku v TVP, neboť umožňuje zlepšit nejen výsledný zvuk (a to i při stereofonním a dvojjazyčném vysílání), ale i jakost obrazu. Oproti současnemu řešení nastavují změny jen ve zvukovém kanálu. Náklady na selektivní obvod se zvětší jen nepatrně, protože v praxi je možné první zvukový mf filtr částečně kombinovat s obrazovým filtrem. Proti mezinosnému provozu je nutné přidat jeden IO pro zesílení 1. mf signálu a mezinosný směšovač. Vzhledem k podstatně zlepšené jakosti zvuku jsou tyto náklady navíc zcela opodstatněné.

– šířka pásmu filtru v oblasti nosné zvuku musí být minimálně ±300 kHz, aby se rušivě neuplatnilo malé rozladění (při stereofonním signálu to platí pro oblast obou nosních zvuku);

– v propustném pásmu nosné obrazu musí být průběh amplitudy a fáze až do

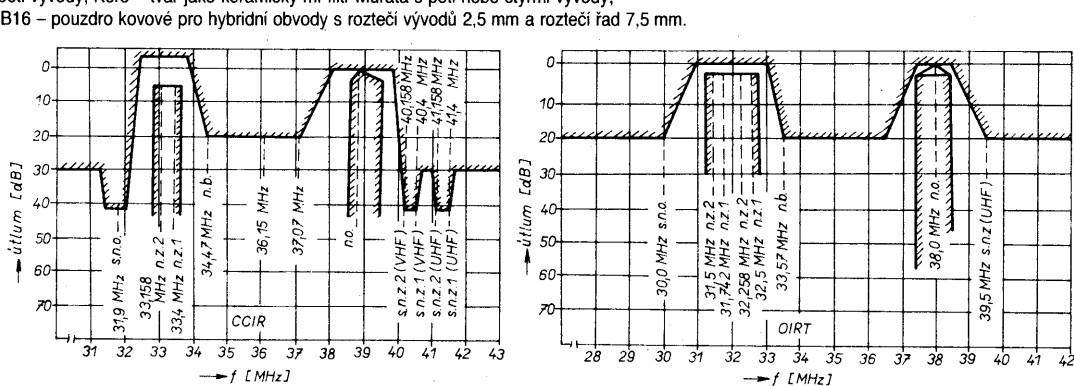
Tab. 2. Přehled filtrů PAV

Typ	Prove- dení	Norma	Pouzdro	Vst/výst impedi- ce [Ω]	Útlum/kmitočet [dB/MHz]						Skupi- nové zpož- dění ns	Útlum/kmitočet dolního   horního pásma [dB/MHz]	
					provozní	nosné obrazu	nosné barev	nosné zvuku	nosné obrazu	nosné zvuku		dolního	horního
OFW368	IC	D/K,B/G	SIP5	2k/2k	24/36,5	6,3/38,0	4,4/33,5	29,4/32,5	38,0/30	38/39,6	0	36/30	36/39,5
OFWK1950	IC	D/K,B/G	SIP5	2k/2k	19/36,5	7,0/38	3,2/33,57	21,5/31,5	43/30	42/39,5	0	38/30	36/39,5
OFW367	IC	D/K	SIP5L	2k/2k	24/36,5	7,0/38	4,2/32,6	29/31,5	44/30	45/39,7	0	38/30	36/39,7
OFWD1952	IC	D/K	SIP5L	2k/2k	18/35	6,3/38	2,3/33,57	22/31,5	46/30	44/39,5	80	41/30	35/39,5
OFW361S	IC	B/G	SIP5	2k/2k	22/37,4	7/38,9	6,5/34,47	28/33,4	42/31,9	40/40,5	-90	36/31,9	34/40,4
OFW661	IC	B/G	DIP10	2k/2k	24/37,4	7/38,9	5,4/34,47	21/33,4	49/31,9	43/40,4	-90	39/31,9	37/40,4
OFWG1954	IC	B/G	SIP5	2k/2k	16/37,4	6/38,9	6,0/34,47	20/33,4	44/31,9	44/40,4	-90	42/31,9	35/40,4
OFWG1956	IC	B/G	SIP5	2k/2k	16/37,4	7/38,9	5,4/34,47	21/33,4	44/32	42/40,4	-100	40/31,6	36/40,4
OFWG1958	IC	B/G	SIP5L	2k/2k	16/37,4	6/38,9	5/34,47	21/33,4	50/31,9	46/40,4	80	40/32,4	36/40,4
OFWG1959	IC	B/G	SIP5L	2k/2k	16/37,4	5/38,9	3,5/34,47	21/33,4	48/31,9	42/40,4	80	42/32,4	38/40,4
OFWG1961	IC	B/G	SIP5L	2k/2k	17/37,4	6/38,9	4,6/34,47	21/33,4	48/31,9	44/40,4	80	37/32,4	36/40,4
OFWG1962	IC	B/G	SIP5L	2k/2k	17/37,4	6,4/38,9	3,9/34,47	21/33,4	48/31,9	45/40,4	80	38/32,4	36/40,4
OFWG3950	IC	B/G-L	SIP5	2k/2k	19/37,9	6,6/38,9	5/32,4	6/33,4	41/31,9	34/39,9	80	38/31,9	34/40,4
OFWK3950	IC	B/G-D/K	SIP5	2k/2k	18/37,4	6,1/38,9	1/34,47	40/32,4	44/31,9	44/40,4	80	37/32,4	38/40,4
OFWK2950	IC	D/K,B/G	SIP5L	2k/2k	17/37,4	6,2/38,9	4,6/34,47	22/32,4	46/30,9	40/40,4	80	38/32,4	36/40,4
OFW362-G	IC	I	SIP5	2k/2k	24/37,4	8/38,9	4,7/34,47	30/32,9	44/30,9	40/40,9	0	36/30,9	34/40,9
OFWJ1952	IC	I	SIP5L	2k/2k	17/37	7/38,9	3,6/34,47	22/32,9	46/30,9	40/40,9	80	42/30,9	38/40,9
OFW366	IC	D/K,OIRT	SIP5	2k/2k	25/37,4	6/38,9	2/34,47	28/32,4	42/30,9	40/40,9	80	36/30,9	34/40,9
OFW731	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	25/37,4	6,6/38,9	6,6/34,47	46/33,4	46/31,9	44/40,4	-60	40/31,9	36/40,4
OFWG3201	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	24/37,4	6,6/38,9	6,9/34,47	44/33,4	46/31,9	44/40,4	-50	38/31,9	36/45
OFWG3203	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	25/37,4	6,7/38,9	6,1/34,47	40/33,4	48/31,9	44/40,4	-90	40/31,9	36/40,4
OFWG3204	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	27/37,4	7,4/38,9	4,1/34,7	45/33,4	49/31,9	40/40,4	80	40/31,9	31/40,4
OFWG3205	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	26/37,4	6,6/38,9	6,2/34,47	39/33,4	50/31,9	42/40,4	-85	40/31,9	38/40,4
OFWG3206	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	23,5/37,4	5,5/38,9	5,5/34,47	40/33,4	45/30,9	52/40,4	80	42/32,4	42/40,4
OFWJ3201	KPP	I	DIP10	2k/2k	25,5/37,4	7,2/38,9	6,2/34,47	44/32,9	44/30,9	42/40,9	80	38/30,9	38/40,9
OFWJ3205	KPP	I	DIP10	2k/2k	30/37,65	7,5/38,9	3,2/34,47	20/32,9	44/30,9	40/40,9	100	36/30,9	32/40,4
SAF58MA	IC	M/N,FCC	TO8		20/44	5,5/45,7	6/42,17	24/41,2	45/39,7	45/47,2	40	30/39,7	30/47,5
SAF58MB	IC	M/N,FCC	TO8		20/44	4/45,7	4/42,17	18/41,2	45/39,7	45/47,2	40	30/39,7	30/47,5
SAF45MC	IC	M/N	TO8		20/44	4/45,7	5/42,17	24/41,2	45/39,7	45/47,2	40	30/39,7	30/47,5
SAF38,9MB	IC	M/N	TO8		20/37,4	5/38,9	5/34,47	24/33,4	43/31,9	43/40,9	50	30/31,9	30/40,4
SAF39,5MB	IC	I	TO8		20/38	5/39,5	5/35,07	24/33,5	45/31,5	45/41,6	50	30/31,5	30/41,6
SAF36,9MB	IC	B	TO8		22/35,4	5/36,9	5/32,45	24/31,9	43/29,9	43/38,4	50	30/29,9	30/38,4
SAF38,0MZ70	IC	B/G	Ker5		27/37,4	6,0/38	6,6/33,47	20/32,5	40/31,9	40/40,4	40	30/31,9	30/40,4
SAF38,9MZ70	IC	B/G	Ker5		24/37,4	5/38,9	5,5/34,47	22/33,4	40/31,9	40/40,4	40	30/31,9	30/40,4
SAF38,9MVBB70	IC,KPP	B/G	Ker5		24/37,4	4,5/38,9	5/34,47	25/33,4	40/31,9	40/40,4	40	30/31,9	30/40,4
SAF38,0OMC51	IC	B/G	Ker4		29/36,5	5,2/38	4,8/33,57	21/32,5	40/30	40/39,6	40	29/30	30/39,5
SAF38,9MN53	IC	B/G	Ker4		25/37,4	5/38,9	4/34,47	21/33,4	40/31,9	40/40,4	40	28/31,9	30/40,4
HSW03	IC	B/G,D/K	DIP10			7/38	4/33,6	26/31,5	43/30	43/40,4	0	43/30	38/39,5
FT381	IC	D/K	SIL5	100/1k5	24/36,5	5/38		27/31,5	46/30	39,5/40		46/30	40/40,5
FT384	IC	D/K	SIP5	100/1k5	24/36,5	6/38	5/33,6	23/31,5	48/30	44/39,5	0	40/30	40/39,5
MF90Nu	IC	D/K	HYB16	2k7/2k	18,7/35	7/38	1/33,2	21/31,5	37/30	43/39,5		36/30	37/39,5
MF74	KPP	D/K,B/G	HYB16	2k7/2k	20/35	8/38	0/33,5	30/31,5	30/30	32/39,5		30/30	31/40,5
FP3P9-451	IC	D/K	HYB16		25/36,5	4/38	1/33,4	26/31,5	44/30	40/39,5		44/30	40/39,5
FP3P9-458.2-1	IC	D/K,B/G	HYB14		25/37,4	4/38	1/34,47	22/33,4	35/31,9	40/40,4	35/31,9	40/40,4	

Zvuková část filtru PAV pro KPP. V odstavci Útlum nosné barev v části „Zvuková část ...“ je uvedeno potlačení středních kmitočtů mezi nosnou zvuku a obrazu.

OFW731	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	28/33,4	8/38,9	20/36,15		26/31,9	23/40,4		20/31,9	24/40,4
OFWG3201	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	32/33,4	0/38,9	13/36,15		26/31,9	23/40,4		20/31,9	20/40,4
OFWG3203	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	31-33,4	2/38,9	20/36,1		26/31,9	24/40,4		24/31,9	20/40,4
OFWG3204	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	31/33,4	1/38,9	23/36,15		29/31,9	31/40,4		27/31,9	22/40,4
OFWG3205	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	31/33,4	1/38,9	18/36,1		28/31,9	26/40,4		24/31,9	20/40,4
OFWG3206	KPP	B/G	DIP10	2k/2k	26/33,4	45/38,9	25/34,47		35/31,9	52/40,4		30/31,9	26/40,4
OFWJ3201	KPP	I	DIP10	2k/2k	30/32,9	5/38,9	20/36,1		26/30,9	23/40,9		20/30,9	20/40,9
OFWJ3205	KPP	I	DIP10	2k/2k	26/32,9	9/38,9	23/36,1		38/30,9	32/40,9		18/30,9	28/40,9
SAF31.4MD70	KPP	B/G	Ker5		28/31,4	3/38	15/33,6		35/30	35/39,5		30/30	30/39,5
SAF33.4MD70	KPP	B/G	Ker5		20/33,4	3/38,9	15/34,6		35/31,9	35/40,4		30/31,9	30/39,5
MF74	KPP	B/G	D/K	HYB16	2k7/2k	27/31,5	2/38	27/33,6	30/30	30/39,5		30/30	30/39,5

Obr. 6. Toleranční pole 1. mf filtru pro CCIR a OIRT



$\pm 0,75$  MHz symetrický vzhledem ke kmitočtu nosné obrazu. Tím je prakticky omezena fázová modulace nosné obrazu složkami dvou postranných pásů a je také umožněno potlačení těchto složek. Při dostatečně širokém pásmu nosné obrazu se rušivě neuplatňuje rozladení přijimače;

– činitel přenosu prvního zvukového mf filtru s ohledem na normu vysílání musí být větší než činitel přenosu pro nosnou obrazu. Vzhledem k nosné obrazu je útlum tohoto filtru na nosném zvuku menší než při běžném mezinosném provozu, čímž je dosaženo podstatného odstupu rušení ve zvukovém kanálu. Při použití IO pro KPP typu TDA2545, TDA2546 nebo MDA4281V je jakost zvuku jen málo závislá na poměru činitelů přenosu mf filtru na kmitočtu nosné obrazu a zvuku. Proto i volba činitelů přenosu není kritická a optimum je závislé na tom, v jakém poměru jsou vysílány vysílačem nosná obrazu a zvuku;

– nosná zvuku sousedního kanálu (SNZ) a obrazová nosná sousedního kanálu (SON) musí být filtrem značně potlačeny (vztaženo včetně vlastní nosné obrazu);

– potlačení přenášených obrazových signálů mimo oblast nosné obrazu, tj.  $38,9 \pm 0,8$  MHz ( $38,0 \pm 0,8$  MHz) a mimo oblast nosné zvuku, tj.  $33,4^{+0,4}_{-1,0}$  MHz ( $31,5^{+1,5}_{-0,5}$  MHz). Zejména je nutné potlačit barvonosnou obrazu  $34,47$  MHz ( $33,57$  MHz) a nosnou barvy žluté a žutozelené. Dále je nutné potlačit signály vzniklé smíšením nosné obrazu a subharmonických mezinosné zvuku  $36,15$  MHz ( $34,75$  MHz) a  $37,01$  MHz ( $35,8$  MHz). Při generování mezinosné zvuku vznikají z těchto signálů subharmonické signály mezinosné zvuku  $6,5$  MHz ( $6,5$  MHz), které při nelineárním přenosu způsobují rušení ve zvukovém kanálu;

– dále se musíme snažit, aby skupinové zpoždění na nosné obrazu a zvuku v mf filtru bylo prakticky stejné, neboť čím je rozdíl mezi témito skupinovými zpožděními menší, tím méně se uplatňují změny kmitočtu kanálového voliče a tím méně se uplatňuje rušivý kmitočtový zdvih v nf kanálu;

– dále se musíme snažit, aby skupinové zpoždění na nosné obrazu a zvuku v mf filtru bylo prakticky stejné, neboť čím je rozdíl mezi témito skupinovými zpožděními menší, tím méně se uplatňují změny kmitočtu kanálového voliče a tím méně se uplatňuje rušivý kmitočtový zdvih v nf kanálu.

Tyto požadavky vyplývají z tolerančního pole na obr. 6, v němž je přehlédnuto i k vysílání druhé nosné zvuku (NZ2) použité při stereofonním nebo dvoujazyčném (DUO) vysílání. Tyto požadavky lze realizovat snadno filtrem s povrchovou vlnou (PAV), který je určen pro kvaziparalelní provoz a který má společný vstup a pro mf obrazový a 1. mf zvukový signál oddělené výstupy.

Filtr PAV je pasivní integrovaná součástka s vlastnostmi pásmové propusti a jeho princip vychází z interferencí mechanických povrchových vln. Filtr PAV má oproti filtru s cirkvemi řadu výhod: předem nastavitelnou požadovanou kmitočtovou charakteristikou, kterou tedy již nemusíme ve finálním výrobku

Tab. 3. Přehled keramických filtrů pro mezinosný kmitočet

Typ	Výrobce	Šířka pásmu pro 3 dB [kHz]	Šířka pásmu pro 20 dB [kHz]	Vložný útlum [dB]	Potlačení nezádoucích kmitočtů [dB/MHz]	Vst./výst. impedance [ $\Omega$ ]
SFE5.5MC	Murata	150	550	6	25/ $\pm 1$	600
SFE6.0MB	Murata	160	600	6	25/ $\pm 1$	470
SFE6.5MB	Murata	160	630	6	25/ $\pm 1$	470
SFE5.5MB	Murata	100	400	8	30/ $\pm 1$	600
SFE6.74MC	Murata	100	400	8	30/ $\pm 1$	600
SFE6.0MC	Murata	100	420	6	25/ $\pm 1$	600
SFT5.5MA	Murata	100	350	9	50/ $\pm 1$	600
SFT5.74MA	Murata	100	350	9	50/ $\pm 1$	600
SFT6.0MA	Murata	100	400	9	50/ $\pm 1$	470
SFT6.5MA	Murata	100	400	9	50/ $\pm 1$	470
SP5,5	NDR	120	500	8	25/ $\pm 1,5$	600
SPF5.74	NDR	120	500	8	25/ $\pm 1,5$	600
SPF6.5	NDR	140	600	8	25/ $\pm 1,5$	470
CF5.5-C	MLR	150	550	8		600
CF6.5-C	MLR	160	650	8		470
FCM6,5	PLR	160	630	8		470
FCM5,5	PLR	150	550	6		600

#### Filtry pro detekční obvody

Typ	Výrobce	Nf napětí [mV]	Šířka pásmu pro 3 dB [kHz]	Činitel zkreslení [%]	Vhodný IO
CDA5.5MC10	Murata	800	$\pm 50$	2	A224D,MDA4281V
CDA6.0MC10	Murata	800	$\pm 60$	2	A224D,MDA4281V
CDA6.5MC10	Murata	800	$\pm 60$	2	A224D,MDA4281V
OCM-5,5	PLR	600	$\pm 50$		A224D,MDA4281V
OCM-6,5	PLR	600	$\pm 60$		A224D,MDA4281V

#### Filtry pro odladovače

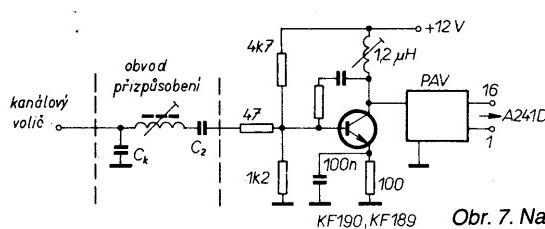
Typ	Výrobce	f odladění [MHz]	Útlum na f [dB]	Šířka pásmu odlad. útlumu 25 dB	R v měř. zapojení [ $\Omega$ ]
TPS4.5-6.5MA	Murata	4,5;6,5	20	30 kHz	220
TPS5.6-6.5MB	Murata	5,5;6,5	35		220
TPS5.5MB	Murata	5,5	35	40 kHz	220
TPS6.0MB	Murata	6,0	35	40 kHz	220
TPS6.5MB	Murata	6,5	35	40 kHz	220
ECM-5.5-6.5	PLR	5,5;6,5	30	80 kHz	220
ECM-5,5	PLR	5,5	30	80 kHz	220
ECM-6,5	PLR	6,5	30	80 kHz	220

nastavovat, na sobě nezávislý průběh amplitudy a fáze, časově stabilní parametry a malé rozměry. Podložkou filtru PAV je piezoelektrický nebo piezokeramický materiál, na němž jsou vytvořeny měniče ve tvaru do sebe zasunutých hliníkových „prstů“. Když se do vstupního měniče přivede elektrický signál, vybudí se v podložce mechanické (akustické) povrchové vlny, které se výstupními měniči mění na signál elektrický. Měniče se chovají jako vysílací a přijímací „anténa“ povrchových vln. Strukturou měničů je možné nastavit různé „antennní charakteristiky“. Střední kmitočet, kmitočtová charakteristika a skupinové zpoždění je určeno počtem, délkou, roztečemi a uspořádáním „prstů“ měničů. Výslednou charakteristikou filtru PAV dostaneme přeložením charakteristik vstupního a výstupního měniče. Protože fázová rychlosť povrchových vln je asi  $10^{-6}$  rychlosť světla, mohou být vlastní měniče malé a tím i celý filtr PAV vychází jako malá součástka.

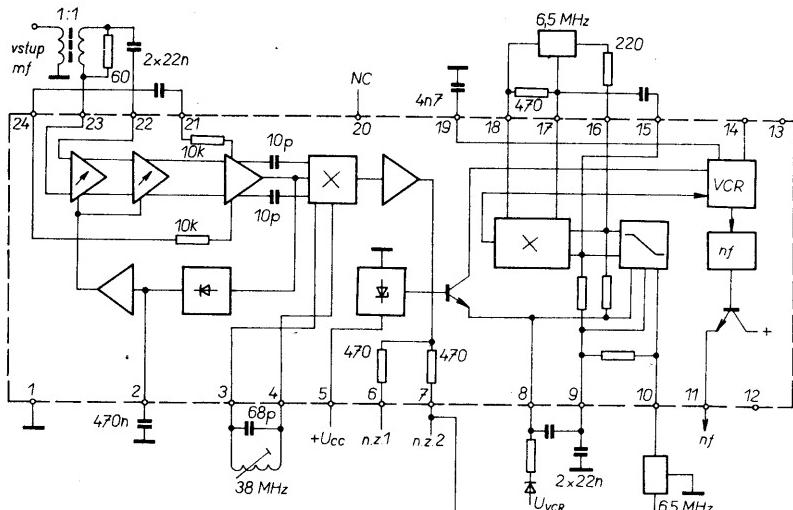
Základní zpoždění filtru PAV je asi 1 až 2  $\mu$ s. Aby nevznikaly odrazy a přeslechy, musí být výstup filtru PAV zatižen symetricky. Praktické připojení filtru PAV na kanálový volič je na obr. 7. Přehled filtrů PAV pro různé TV normy je v tab. 2, kde jsou uvedeny i útlumy nosných obrazu, zvuku a barev, nosné obrazu a zvuku sousedních kanálů a útlum dolního a horního kmitočtového pásmma. Všechny tyto útlumy jsou vztaženy k útlumu provoznímu.

#### První a druhý mf zesilovač

Při KPP se přes 1. mf zvukový filtr přivádí mf nosná obrazu a zvuku, která se zesílí v 1. mf zesilovači a v detektoru AM vzniká mezinosná 6,5 nebo 5,5 MHz; ta se přes keramický filtr vede do 2. mf zesilovače, a po detekci v demodulátoru FM se získá nf signál. Na výstup detektoru FM je připojen obvykle detekční laděný obvod a to bud' keramický nebo LC. Přehled keramických filtrů pro mezinosný signál, detekční obvod a odladovače mezinosné je v tab. 3. Z tab. 3 je zřejmé, že použití keramického filtru v detektoru FM zvětšuje zkreslení. Pokud chceme splnit podmínky pro kvalitu hi-fi, musíme v detektoru použít jednoduchý laděný obvod nebo



Obr. 7. Navázání filtru PAV na kanálový volič



Obr. 8. Blokové zapojení IO MDA4281V

pásmovou propust, s nimi lze dosáhnout zkreslení menšího než 0,3 %.

Pro 1. mf zvukový zesilovač použít následující IO: A240D, A241D nebo TDA2545A. Obvykle však bývá sdruženo do jednoho IO 1. mf zesilovač s obrazovým detektorem i 2. mf zesilovač s detektorem FM (jako je tomu např. u IO MDA4281V, TESLA Rožnov, TDA4282, Siemens nebo TDA2546A, Valvo). Pro pochopení funkce KPP si popíšeme funkci IO MDA4281V, jehož blokové zapojení je na obr. 8. Jako 1. mf zvukový zesilovač je použit třístupňový diferenční zesilovač, u něhož jsou první dva stupně řízeny obvodem AVC. Signál s mf nosnou obrazu a zvuku je přiváděn na symetrický vstup 1. mf zesilovače signálu AM a je zesílen v širokopásmovém třístupňovém zesilovači. Z výstupu třetího stupně AM zesilovače je signál veden na jeden vstup kvazisynchronního demodulátoru AM a na jeho druhý vstup je připojen fázovací obvod, nastavený na nosnou obrazu. Činitel jakosti tohoto obvodu by měl být asi 60 a šířka pásmata  $B_{2\text{dB}} = 700 \text{ kHz}$ . Mezinosná jako produkt kvazisynchronního demodulátoru AM je vyuvedena na vývod 6 a 7 IO, takže je možné připojit další obvody, jak je to nutné při stereofonním příjmu nebo příjmu DUO. Na výstupu třetího stupně 1. mf zesilovače AM je připojen detektor AVC. Napětí AVC je filtrováno kondenzátorem na vývod 2 IO a po zesílení v zesilovači AVC vedeno na první dva stupně 1. mf zesilovače. Rozsah regulače AVC je 55 dB pro  $U_2 = 0$  až 5 V, vstupní odpor  $R_{2-4} = 10 \text{ k}\Omega$ , vstupní impedance  $Z_{22-23} = 1,8 \text{ k}\Omega$  a výstupní odpor  $R_6 = 500 \Omega$ ,  $R_7 = 50 \Omega$ . Napájecí napětí  $U_5 = 11$  až 15 V a napájecí proud  $I_5 = 80 \text{ mA}$ . Podobně je zapojen i 1. mf. zesilovač v obvodech řady TDA.

Zvukový mezinosný signál je z vývodu 7 IO přes keramický filtr mezinosné veden přes vývod 10 IO na vstup osmistupňového omezujícího zesilovače. Z výstupu tohoto zesilovače FM je signál veden na jeden vstup koincidenčního demodulátoru FM a na jeho druhý vstup je připojen fázovací obvod. Zesílený nf signál je vyveden na vývody 11 a 14 IO. Vstupní napětí pro zesilovač FM je 80  $\mu\text{V}$ , výstupní napětí  $U_{11} = 260 \text{ mV}$  a  $U_{14} = 600 \text{ mV}$ , potlačení AM je  $AMR = 42 \text{ dB}$ , signál se při přehrávání z videomagnetofonu (VCR) zesílí až na 0,5 V, přeslech CT<sub>14-11</sub> = 50 dB, vstupní impedance  $Z_{9-10} = 800 \Omega$ ; vstupní odpor R<sub>17-18</sub> = 5,4 k $\Omega$ , odstup signál-šum

= 85 dB, vstupní odpor pro záznam VCR  $R_{14} = 0,5 \text{ k}\Omega$  a pro přehrávání VCR  $R_{14} = 10 \text{ k}\Omega$ , odpor pro deemfázi  $R_{19} = 10 \text{ k}\Omega$ , spinaci proud pro vypínání v té části obvodu  $I_s = 0,3$  až 1 mA. Praktické zapojení pro normu CCIR a OIRT je na obr. 9.

Pokud pro 1. mf zesilovač použijeme obvody A240D nebo A241D, musíme pro 2. mf zesilovač FM použít IO A223D nebo A224D. Pro zpracování vysílání „stereo“ nebo „duo“ je možné použít obvod TDA 229 (Siemens) nebo TDA2555 (Valvo). Pro zpracování 1. mf signálu a dvou mezinosných signálů jsou vhodné IO TDA2556 nebo TDA2558 fy Valvo.

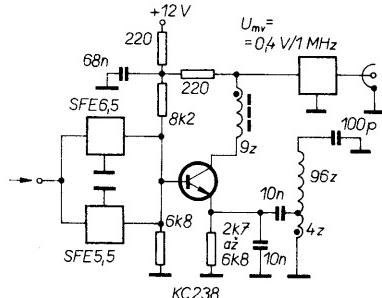
#### Úpravy zahraničních TVP pro příjem zvuku OIRT

V posledních letech bylo do ČSSR dovezeno několik tisíc BTVP, které i přes veškerou snahu nejsou bez dalších úprav vhodné pro příjem zvuku v normě OIRT. Jedná se zejména o BTVP zakoupené v NSR pro normu „OST“. I když máj dekódér barev pro příjem PAL/SECAM, jsou tyto BTVP vhodné pouze pro příjem v NDR, kde se používá mezinosná zvuk 5,5 MHz (a nikoli 6,5 MHz, jako v našich BTVP). Jak norme CCIR-B/G, tak i norme OIRT vyhovují pouze BTVP s označením „Multinorm“.

Pokud máte již zakoupen BTVP, který není schopen zpracovat zvuk podle normy OIRT, je nutné udělat následující opatření: Zajistit od daného BTVP schéma zapojení a zjistit, používá-li se v BTVP filtr PAV a zda televizor pracuje s mezinosným nebo kvaziparalelním odběrem zvukového doprovodu. Dále je nutné při použití filtru PAV zjistit,

který konkrétní filtr PAV je použit v daném přijimači a na jaký mf obrazový kmitočet je nastaven. Obvykle to bývá kmitočet 38 MHz nebo 38,9 MHz. Pokud je použit filtr PAV typu OFW368, který je nutné nahradit filtrem PAV OFW K1950. Pokud je použit filtr PAV OFW G1956, musíme ho nahradit filtrem PAV OFW K2950, aby BTVP byl schopen pracovat jak v normě CCIR, tak OIRT. Dále je nutné před 2. mf zesilovač FM připojit keramický filtr SFE 6,5 nebo podobný (viz tab. 3) a fázovací obvod detektora FM doplnit fázovacím článkem nastaveným na 6,5 MHz.

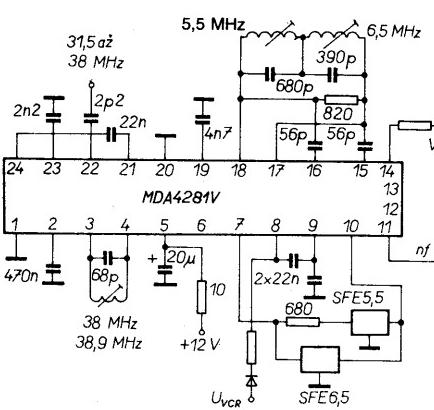
Další možností je mezi videodetektor AM a vstup mezinosného zesilovače FM zapojit převodník norem (Tonumsetzer) podle obr. 10. Tento převodník, jehož kmitající směšovač s tranzistorem např. KC238 osculuje na kmitočtu 1 MHz, produkuje však i signály nežádoucích kmitočtů, které způsobují rušení ve video a nf signálu.



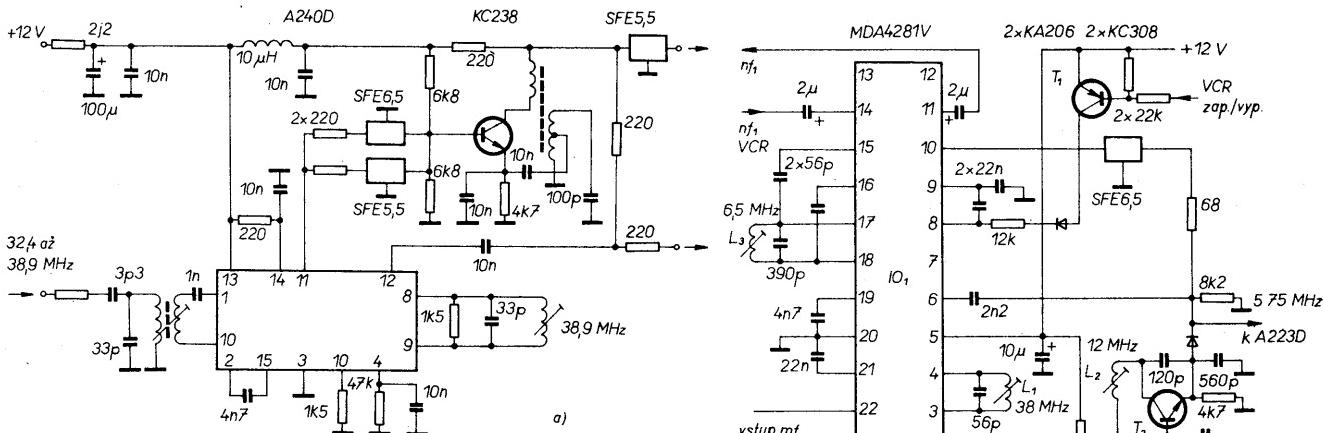
Obr. 10. Zapojení převodníku zvuků OIRT, CCIR při mezinosném zpracování zvuku

Pro signál obrazového mf kmitočtu je možné použít i filtr PAV FP3P9-451 ze SSSR, který je použit v nových, k nám dováděných BTVP. Pokud se nepodaří zajistit náhradu stávajícího filtru PAV, je možné ponechat v přijimači původní filtr PAV a na zvláštní destičce zhotovit KPP podle obr. 9 nebo 11. Tranzistor na obr. 11a pracuje jako kmitající směšovač s oscilačním kmitočtem 1 MHz a na obr. 11b s oscilačním kmitočtem 12 MHz. Tento modul KPP má vstup připojen obvykle do kolektoru tranzistoru, kam je připojen vstup filtru PAV, a to buď přes kondenzátor s malou kapacitou, popř. lze nahradit tlumivku v jeho kolektoru transformátorem s převodem 1:1, na jehož sekundární stranu připojíme vstup modulu KPP. Pokud chceme poslouchat jak silné, tak slabé vysílače, je nutné na vstup modulu KPP zapojit pásmovou propust (přes oddělovací tranzistor), ježíž jeden obvod je nastaven na nosnou zvuku a druhý na nosnou obrazu a ty nastaven tak, aby střední kmitočty obrazového pásmata byly co nejvíce potlačeny. Někteří upravovatelé, aby získali zvuk OIRT, to dělají i tak, že filtr PAV překlenou kondenzátorem s malou kapacitou. Před takovou úpravou však výslovně varují, protože na vstup IO mf obrazu se dostanou zpožděné a nezpožděné signály (a to jednak přes filtr PAV a jednak přes kondenzátor překlenující filtr PAV), které mohou způsobit vznik duchů na obrazovce a tudíž zhorší jakost obrazu.

Filtr PAV vyhovující příjmu jak v normě OIRT, tak i CCIR a určený pro kvaziparalelní provoz, byl využit v TESLA VÚST a s jeho výrobou se zatím nepočítá. Je pravděpodobné, že podobný filtr bude vyrábět i fa Siemens pro BTVP Multinorm. Jak již bylo uvedeno, je nutné jak při mezinosné, tak i kvaziparalelním provozu použít selektivní obvody a to jak na vstupu mf zesilovače mezinosné, tak i u detektora FM. Na vstupu se obvykle používají keramické filtry 5,5 nebo 6,5 MHz nebo obojí, které vyrábějí fy Murata, NDR, MR a PLR, jejichž přehled je v tab. 3. V tab.



Obr. 9. Zapojení kvaziparalelního zvukového kanálu pro 5,5 a 6,5 MHz

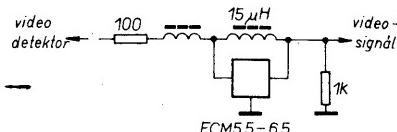


Obr. 11a. Zapojení převodníku zvuku s IMA240D

Obr. 11b. Zapojení převodníku zvuku s IMA4218V

3 jsou uvedeny i filtry pro fázovací obvod detektoru FM a odladěvače do videokanálu, vyráběné fy Murata a v PLR. Místo keramických filtrů je možné použít i laděné filtry soustředěné selektivity sestavené z obvodů LC. K takovému řešení sáhneme jen tehdy, není-li k dispozici keramický filtr na daný mf kmitočet, jako je to v případě druhé mezinosné OIRT (6,26 MHz) pro příjem vysílání „stereo“ nebo DUO.

V tab. 3 jsou uvedeny i odladěvače 5,5 MHz a 6,5 MHz, vyráběné firmou Murata a v PLR, které se zapojují do cesty obrazového signálu pro odladění mezinosných signálů; jejich praktické zapojení je na obr. 12.



Obr. 12. Zapojení keramického odladěvače do videokanálu

## Stereofonní a dvoujazyčný doprovod

Počátkem tohoto desetiletí se v NSR začalo pokusně s vysíláním stereofonního a dvoujazyčného (DUO) zvukového doprovodu, se kterým se pokusně počítá i v ČSSR. V tab. 4 jsou uvedeny parametry pro vysílání

STEREO a DUO v normách CCIR a OIRT. Spektrum vysílaných kmitočtů je tvořeno nosnou obrazu, první nosnou zvuku (smísením vznikne mezinosná 5,5 nebo 6,5 MHz) a druhou nosnou zvuku (mezinosný kmitočet 5,74 nebo 6,26 MHz). Spektrum této nosných je na obr. 13. Aby bylo možné TV monofonním vysílačem přenášet i vysílání „stereo“, je první nosná zvuk kmitočtově modulována informací L+P, kdežto druhá nosná zvuk informací 2P. Maximální kmitočtový zdvih je  $\pm 50$  kHz a jmenovitý kmitočtový zdvih  $\pm 30$  kHz. O tom, zda je vysíláno MONO, STEREO nebo DUO informují identifikační signály 117,5 Hz při vysílání STEREO nebo 274,1 Hz při DUO, které jsou amplitudově namodulovány s hloubkou modulace  $m = 0,5$  na signál pilotního kmitočtu 54,6875 kHz. Druhá nosná zvuk je kmitočtově modulována signálem pilotního kmitočtu s kmitočtovým zdvihem  $\pm 2,5$  kHz.

Kmitočtové spektrum mezinosného kmitočtu za 1. mf zvukovým stupněm je na obr. 14. Po demodulaci a filtraci zvukové mezinosné dostaneme nf spektrum podle obr. 15,

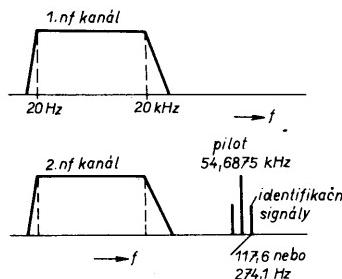
které odpovídá parametrům uvedeným v tab. 4. Informaci STEREO můžeme zpracovat maticově, když dvakrát zesílíme amplitudu demodulovaného signálu prvního kanálu a odečteme od něho nf signál druhého kanálu podle vztahu

$$2(L+P) - 2P = 2L.$$

Demodulovaný identifikační signál je použit k řízení obvodů logiky, z které je řízen výstupní přepínač provozu v nf kanálech. Při vysílání MONO není signál pilotního kmitočtu modulován identifikačními signály. Při vysílání STEREO nebo DUO je ve zvukovém kanálu za 1. mf zvukovým filtrem zapojen 1. mf zvukový zesilovač s detektorem AM, první a druhý zesilovač FM s detektory signálu FM, dekódér nf signálu s obvody řízení nf signálu, obvod pro úpravu nf signálu a dva nf výkonové zesilovače. Blokové alternativní zapojení takového zvukového kanálu bez výkonových zesilovačů je na obr. 16.

## Druhý zesilovač FM pro druhou mezinosnou

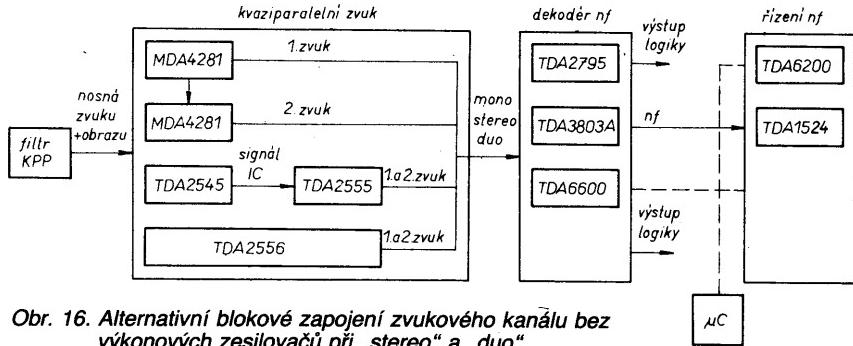
Protože jsme popis zesilovače FM pro první mezinosnou již uvedli v první části, nebudeme se jím již zabývat. Při KPP je při provozu STEREO nebo DUO potřebný i 2. zesilovač FM pro druhou mezinosnou 5,74 nebo 6,26 MHz. Zapojení takového zesilovače FM je až na vstupní filtr podobné zapojení části FM z obr. 9.



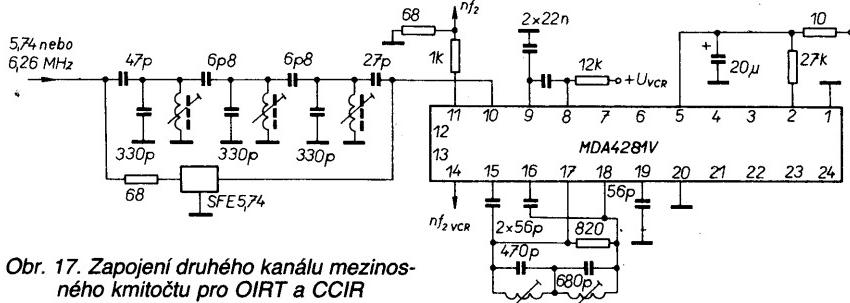
Obr. 15. Nf spektrum při „stereo“ a „duo“

Tab. 4. Norma pro vysílání stereo/dvoujazyčný doprovod (DUO)

	Kanál 1 CCIR	Kanál 2	Kanál 1 OIRT	Kanál 2
Nosná zvuku [MHz]	33,4	33,158	31,5	31,742
Stabilita nosné zvuku [Hz]	$\pm 500$	$\pm 500$	$\pm 200$	$\pm 200$
Jmenovitý výkon zvuku/mv výkon obrazu	13 dB	20 dB	13 dB	20 dB
Pásma modulačních kmitočtů [kHz]	0,04 až 15	0,04 až 15	0,04 až 15	0,04 až 15
Preemfáze [ $\mu$ s]	50	50	50	50
Jmenovitý kmitočtový zdvih při $f_{mod} = 500$ Hz a maximální hlasitosti	$\pm 30$ kHz	$\pm 30$ kHz	30 kHz	32,5 kHz
Kmitočtový zdvih modulace identifikačního signálu [kHz]		$\pm 2,5 (\pm 0,5)$		$\pm 2,5 (\pm 0,5)$
Kmitočet pilotního signálu [kHz]		54,6875 ( $\pm 5$ Hz)		54,6875
Hloubka modulace [%]		50		50 $\pm 5$
Modulační kmitočet [Hz] při		nemodulovaný		nemodulovaný
mono		117,5		117,5
stereo		274,1		274,1
dvojzvuk				
Složky zvukového signálu při vysílání				
mono	mono	mono	mono	mono
stereo	L+P	2P	(L+P):2	P
duo	kanál A	kanál B	kanál A	kanál B



Obr. 16. Alternativní blokové zapojení zvukového kanálu bez výkonových zesilovačů při „stereo“ a „duo“



Obr. 17. Zapojení druhého kanálu mezinosného kmitočtu pro OIRT a CCIR

Praktické zapojení 2. mf zesilovače FM s příslušným detektorem FM je na obr. 17. Druhá mezinosná je odebírána z vývodu 6 na obr. 9 a přes keramický filtr 5,74 MHz nebo přes filtr LC soustředěné selektivity 6,26 MHz vedena na vstup osmistupňového omezuječího zesilovače v IO MDA4281V. Filtr LC soustředěné selektivity je nutné použít proto, že v současné době se keramické filtry pro kmitočet 6,26 MHz nevyrobí. Z výstupu 2. mf zesilovače FM je signál veden na jeden vstup detektoru FM a na jeho druhém vstupu jsou zapojeny do série spojené fázovací obvody laděné na 5,74 MHz a 6,26 MHz. Vzhledem k blízkosti obou kmitočtů je nutné věnovat zvýšenou péči na ladění obvodů (abychom dostali žádáný výsledek).

Místo IO MDA4281V je možné po úpravě použít i IO A223D, který má menší příkon. Blokovat vf signály u MDA4281V je možné přivedením napětí na vývod 2 a u A223D na vývod 13. Nf signál z výstupu 1. mf zesilovače FM je dále označen jako NF1 a z výstupu 2. mf zesilovače FM jako NF2.

Vačem zapojen odporový trimr, kterým se nastavuje stejná amplituda NF1 a NF2 na vstupu maticy a tak se dosahuje maximálního oddělení obou kanálů při vysílání STEREO. Kondenzátory deenfáze nesmí omezovat potřebnou šířku pásmu. Vstupní signály NF1 a NF2 musí mít i stejnou fazu. Signál pilotního kmitočtu 54,6875 kHz je amplitudově modulován ( $m = 0,5$ ) signálem o kmitočtu 117,5 Hz při STEREO nebo o kmitočtu 274,1 Hz při DUO. Obvod LC na výstupu zesilovače AM pilotního signálu musí mít takovou šířku pásmu, aby identifikační signál 274,1 Hz nebyl potlačován o více než 1 dB. Tím je i definována jakost Q obvodu LC.

Selektivní obvody identifikačních signálů jsou zapojeny jako aktivní pásmové propusti s malou šířkou pásmu a proto i součástky použité ve filtroch musí mít malou toleranci a dobrou teplotní stabilitu.

Rídící logika musí dovolit posluchači volbu MONO nebo STEREO při vysílání DUO. Zmenší-li se poměr signál-šum pod určitou mez, musí logika přepnout automaticky ze STEREO na MONO.

#### Dekodér nf signálu

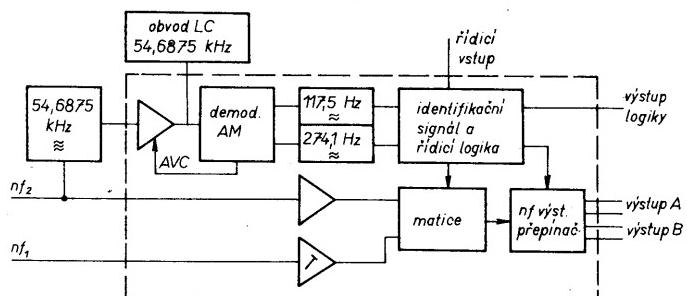
Zapojení dekodéru nf signálu je na obr. 18. NF1 a NF2 jsou vedeny jednak do obvodu maticy, přes níž procházejí signály MONO nebo STEREO, a jednak z NF2 je vybírána pilotní signál s identifikačními signály, kterým je automaticky ovládán obvod pro úpravu nf signálu. V jednom nf kanálu je před zesilo-

- pracuje jako aktivní pásmové propusti obou identifikačních signálů;
- vyhodnocuje a logicky zpracovává identifikační signály;
- budiž indikátor STEREO (svítivá dioda).

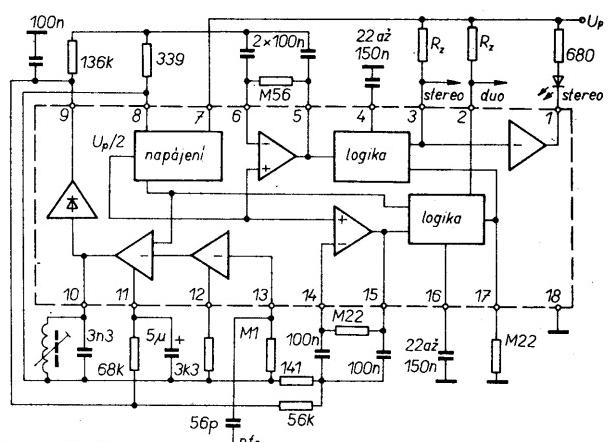
Amplitudově modulovaný pilotní signál 54,6875 kHz je vybrán z nf informace 2P horní propusti 28 kHz tvořenou filtrem RC (kondenzátor 56 pF a rezistor 100 kΩ) na přívodu k vývodu 13. Zesílený modulovaný pilotní signál je veden do detektoru obalky, na jehož výstupu (vývod 9) je detekovaný identifikační signál. Ten je dále veden do dvou aktivních pásmových propustí na vývodech 5 a 6 a vývodech 14 a 15. Propust na vývodech 5 a 6 je naladěna na kmitočet 117,5 Hz (STEREO) a na vývodech 14 a 15 na kmitočet 274,1 Hz (DUO). Po vyhodnocení a logickém zpracování jsou na vývodech 2 a 3 (otevřený kolektor) následující úrovně TTL

druh provozu:	vývod 2	vývod 3
MONO (chybí identifikace, druhá nosná zvuku nebo slabý signál)	0	0
DUO (identifikace 274,1 Hz)	1	0
STEREO (identifikace 117,5 Hz)	0	1

Díváci musí být umožněna volba MONO/STEREO a volba kanálu A nebo B při vysílání DUO. Rovněž při zhoršení odstupu signál-šum pod danou mez musí logika přepnout na MONO při vysílání STEREO anebo na kanál A během vysílání DUO. Zapojení potřebných obvodů, zajišťujících tyto požadavky, je na obr. 20. Logické obvody musí realizovat divákovi požadavky při vysílání identifikačním signálem a také blokovat jinou činnost během přepínání na další program. V systému je vytvoren druhý pár výstupů pro sluchátka (současný simulátor příjem obou jazyků při vysílání DUO) nebo záznam na magnetofon. Logické obvody musí dovolit i volbu provozu odděleně jak v primárním, tak i sekundárním páru výstupů. Proto je obvod na obr. 20 sestaven ze dvou stejných částí, které dovolují nezávislé operace, a které mají ošetřené výstupy proti zámkutím tlačítek. Druh provozu volí dívák tlačítkem nebo páčkovým přepínačem. Zvolenému způsobu provozu odpovídá pak i stav dvou klopníkých obvodů. Do logického obvodu jsou přivedeny i výstupy S a DS z vývodů 2 a 3 IO TDA2795. „Stereobit“ (S-bit) na výstupu klopného obvodu STEREO se mění pouze při příjmu STEREO (S = 1) a „duobit“ (D-bit) se mění na výstupu klopného obvodu DUO při příjmu DUO (DS = 1). Tyto dva klopné obvody by postačily, pokud by nevadil různý počáteční stav nastavení. Pokud by tento stav vadil, je nutné použít další logická hradla k tomu, aby se při sepnutém spínači obvod nastavil na STEREO při



Obr. 18. Blokové zapojení nf dekodéru



Obr. 19. Zapojení nf dekodéru s TDA2795

Tab. 5. Provozní stavy obvodu na obr. 19 a 20

Vysilání	Výstup TDA2795 U <sub>2</sub> U <sub>3</sub>	Volený příjem	S-bit	D-bit	Indikace	Řízení	Výstup TDA1029 vývod	Reprodukovaný zvuk
					LED 1/3	LED 2/4	U <sub>12</sub> U <sub>13</sub>	
mono	0 0	x	x	x	vypnuty	1 0	mono	mono
stereo	0 1	stereo	0	x	zap	1 1	2L	stereo
stereo	0 1	mono	1	x	vyp	1 0	L+P	mono ze stereo
slabé	0 0	x	x	x	vyp	1 0	L+P	mono ze stereo
stereo	0 0	x	x	0	zap	1 0	kan. A	duo, kan. A
duo	1 0	kan. A	x	1	vyp	0 x	kan. B	dva zvuky
duo slabé	1 0	kan. B	x	x	zap	1 0	kan. A	duo, kan. A
duo	0 0	x	x	x	vyp	1 0	Kan. B	

x = nedefinováno, U<sub>11</sub> = 1 nebo nezapojen (TDA1029)

vysílání „stereo“ a na kanál A při vysílání DUO. Logikou na obr. 20 je ovládán nfpřepínač zdrojů s IO TDA1029. Pracovní stavy obvodu a odpovídající indikace svítivými diodami jsou uvedeny v tab. 5. Obvod velmi nepatrne zvětšuje zkreslení a nezhoduje poměr signál-šum. Oddělení kanálů při vysílání „stereo“ nebo DUO je asi 60 dB v rozsahu kmitočtu 50 Hz až 12 kHz.

#### Dekodér nf signálu TDA3803A

IO TDA3803A, jehož blokové zapojení je na obr. 21, slouží k dekódování nf signálů a přepínání nf výstupů v systémech TV a VCR. Obsahuje-li vstupní signál pilotní signál, identifikační signál přepíná obvody vestavěnou logikou na provoz MONO/STEREO/DUO. IO kontroluje poměr signál-šum a podle tohoto poměru nastavuje automaticky způsob provozu, stejně tak přepíná výstupy A a B na reproduktor nebo na sluchátka. Obvod je sestaven ze zesilovače pilotního

signálu, detektoru AM, obvodu AVC, matice, nf výstupního voliče, identifikace, řídící logiky a napájecího zdroje.

Druhá zvuková nosná je vysílána s nosnou pilotní signálu 54,6875 kHz. Při stereofonním vysílání je pilotní signál amplitudově modulován kmitočtem 117,5 Hz, při vysílání DUO kmitočtem 274,1 Hz a při vysílání monofonním není pilotní signál amplitudově modulován. Kmitočet pilotního signálu je 3,5násobkem kmitočtu rádkového a je jím synchronizován. Za demodulátorem FM druhé nosné zvuku je nosná pilotní signálu součástí signálu NF2, z něhož je pilotní signál odfiltrován. Horní propust 54,6875 kHz je sestavena z rezistoru 5,6 kΩ a kondenzátoru 1 nF a má dolní mezní kmitočet 28 kHz pro pokles –3 dB. Pilotní signál je přes vývod 3 přiveden na vstup zesilovače pilotního signálu, na jehož výstupu je detektor AM, který má na výstupu stejnosměrnou a střídavou složku. Ss složka je oddělena dolní propustí 56 kΩ, 47 μF s časovou kon-

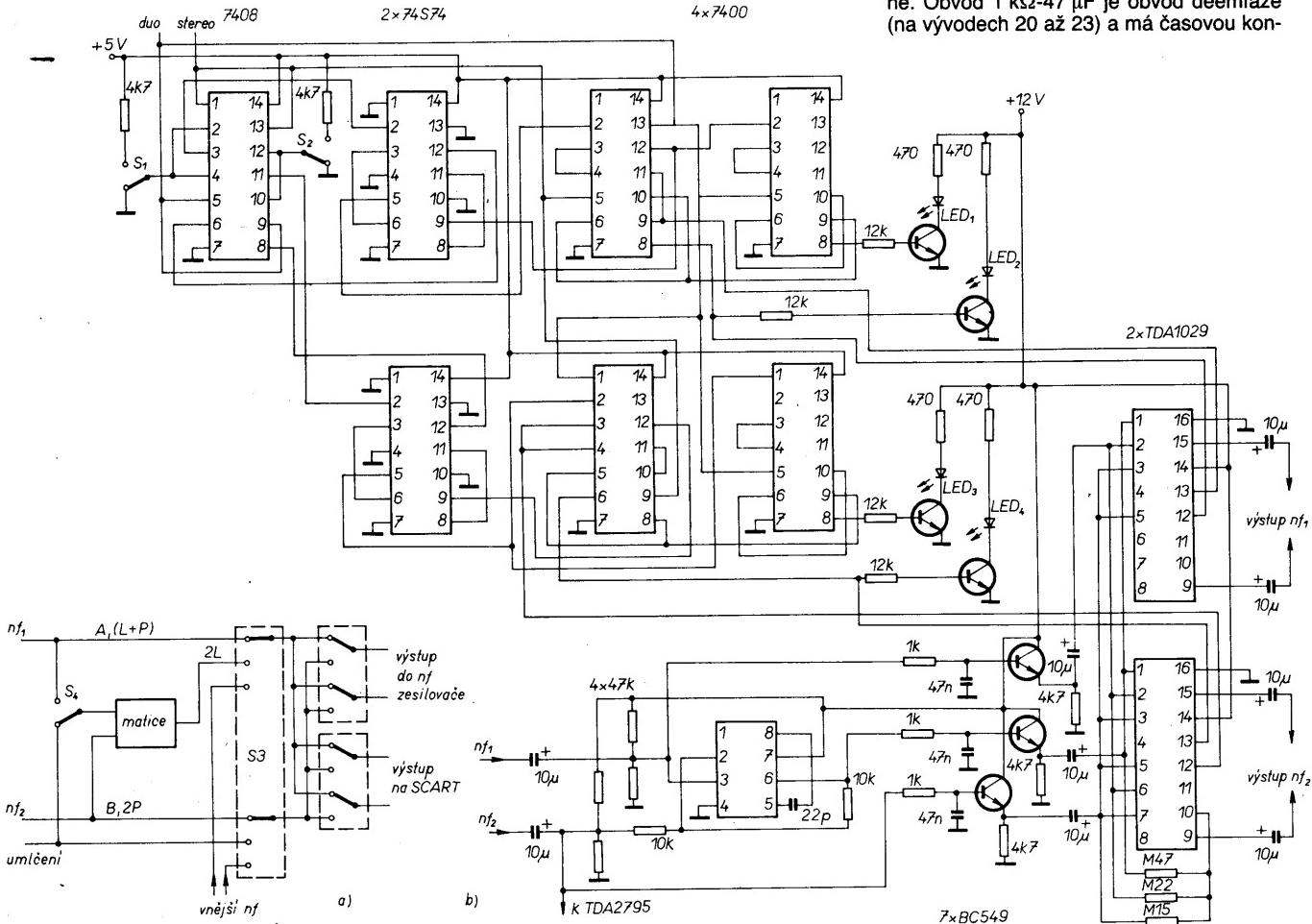
stantou asi 2 s, která je dostatečně dlouhá pro odfiltrování střídavé složky. Ss složka je použita pro získání zisku zesilovače pilotního signálu v rozsahu 40 dB. Selektivita kanálu pilotního signálu je určena obvodem LC na vývodu 1 a musí být nastavena tak, aby nebyla potlačována postranní pásma pilotního signálu. Pro potlačení 1 dB postranných pásů kmitočtu 274,1 Hz je Q obvodu asi 50 až 60.

Střídavá složka je vlastně identifikační signál STEREO nebo DUO. Tento identifikační signál je veden do aktivní pásmove propusti RC 177,5 Hz a 274,1 Hz, jejíž základní zapojení je na obr. 22. Na výstupu filtru jsou identifikační bity, z nichž jeden indikuje přítomnost modulace nosné pilotního signálu (označuje vysílání MONO) a druhý rozlišuje mezi vysíláním STEREO a DUO (viz tab. 6). Identifikační bity jsou vedeny jednak do matice a jednak přes řídící logiku spinají indikátory LED. Když indikátory LED svítí, je nf signál na výstupu A.

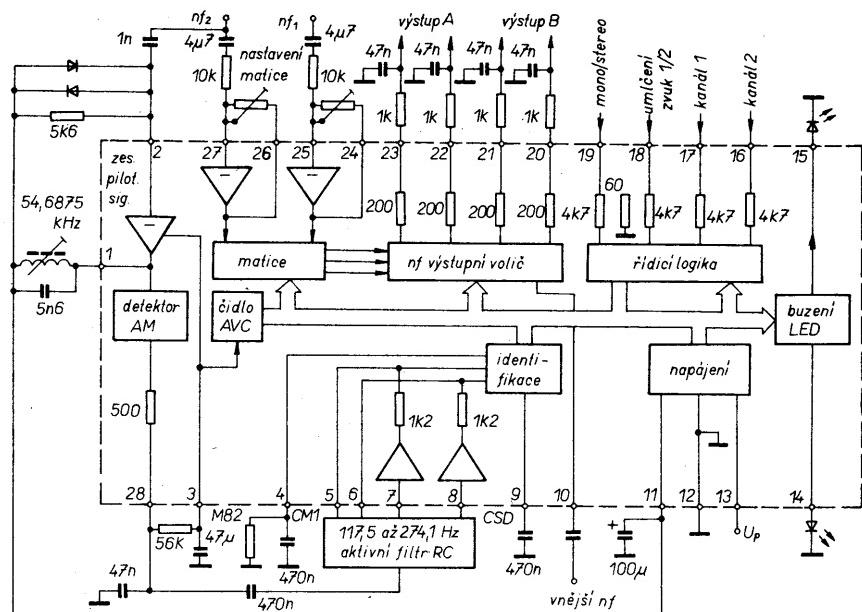
Vstupní signály NF1 a NF2 jsou přivedeny do operačních zesilovačů, které mají kompenzaci offsetu pro minimalizaci spinacího šumu během volby zdroje. Úrovně nf signálů mohou být nastaveny potenciometry na vývodech 24 a 27. Jejich regulační rozsah je asi ±2 dB a stačí ke kompenzaci výstupní úrovni demodulátorů FM a pro nastavení optimálních přeslechů mezi stereofonními kanály. Obvodem matice je oddělen pravý a levý kanál při vysílání STEREO.

Při vysílání MONO je výstupní signál (L+P) připojen do obou kanálů. Výstupní nf signály jsou logikou spínány na výstupy A a B.

Při vysílání DUO jsou oba výstupy odděleny a je možné přepínat NF1 a NF2 a obráceně. Obvod 1 kΩ-47 μF je obvod deefáze (na vývodech 20 až 23) a má časovou kon-



Obr. 20. Řídící logika, matice a nf přepínač se dvěma nf výstupy



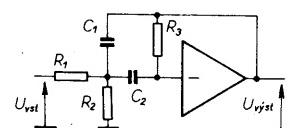
Obr. 21. Blokové schéma IO TDA3803A

stantu 47  $\mu$ s. Při vstupním signálu NF1 = NF2 = 0,5 V, 1 kHz a při nosné pilotní signálu 16 mV jsou výstupní signály 0,5 V. Je tedy zisk IO jednotkový. Poměr signál-šum je 65 dB a zkreslení 0,05 %. Oddělení kanálů je při „stereo“ 40 dB a při DUO 60 dB. Maximální zbytkové napětí na vstupech pro řídící signál (vývody 16 a 19) je 0,8 V a minimální spínací napětí na těchto vstupech je 2 V.

#### Nf dekodér TDA6600

Tento typ nf dekodéru je i ve výhledových plánech TESLA. IO TDA6600 je sestaven z dekodéru pilotního signálu a identifikačních signálů pro několikanálový TV zvuk a z matice pro dekódování informací L a P. Vyznačuje se zvětšenou spolehlivostí a rychlosťí spínání, danou dvěma obvody PLL pro identifikaci signálů 117,5 Hz (STEREO) a 274,1 Hz (DUO), oddělenou volbou šířky pásmá selektivity pro DUO (vývody 17 a 18) a STEREO (vývody 14 a 15), odděleným nastavením časové konstanty PLL pro DUO (vývod 10) a STEREO (vývod 11), nastavitelným potlačením rušení pro DUO (vývod 8) a STEREO (vývod 9), přeslechy nezávislými na toleranci použitých součástek (neboť přeslechy se nastavují ss napětím). Je možné připojit videomagnetofon, je-li obvod PLL synchronizován signálem 15 625 Hz.

IO TDA6600 je sestaven ze dvou funkčních bloků: dekodéru pilotního signálu a stereofonní matice s možností připojení na SCART. Dekodér pilotního signálu je doplněn dvěma obvody PLL pro získání požadovaných srovnávacích kmitočtů (54,96 kHz a 54,8 kHz), odvozených z rádkového kmitočtu, a fázového detektora regulační smyčky, pracujícího na kmitočtech 117 Hz a 270 Hz. Dále je dekodér doplněn čtyřmi



Obr. 22. Zapojení nf aktivního filtru

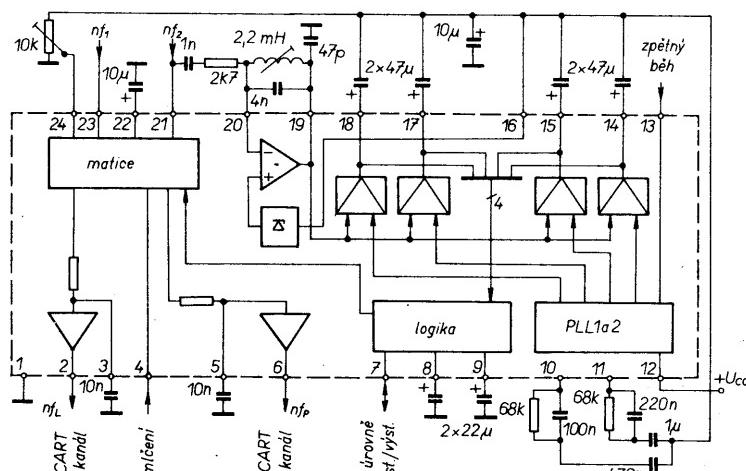
šovače. Signály STEREO, DUO jsou přes integrátor zpožděny (zpoždění se zabezpečuje vnějšími kondenzátory). Připojená logika dává informaci MONO, DUO nebo STEREO do matice a čtyřúrovňového vstupu/výstupu (vývod 7), kterým se řídí IO TDA6200. Je-li tento vývod externě spojen se zemí (např. z TDA6200), vyhodnotí dekódér tento signál jako nucené MONO.

Druhým funkčním blokem je matice s výstupy pro deefázi a výstupy na SCART. Signálem „umílení“ lze matici odpojit. Zapojení TDA6600 je na obr. 23.

#### Obvody pro úpravu nf signálu

Mezi obvody pro úpravu nf signálu lze zařadit korektory tónu, regulátory hlasitosti a vyvážení, přepínače zdrojů signálu, regulátory šířky báze stereofonního signálu a obvody, které upravují monofonní signál na signál pseudostereofonní.

Mezi elektronické korektory výšek a hloubek a regulátory hlasitosti a vyvážení lze zařadit např. IO A1524D, MDA4290 a TDA4292. Na vstupu A1524D je zapojen sledovač napětí, který slouží jako oddělovač stupňů mezi vstupem a dalšími obvody IO. Následující regulátor hlasitosti je sestaven ze zesilovače s proudovým vstupem a z elektronického potenciometru, jehož výstup je spojen se vstupem zpětnovazebním obvodem. Další zpětná vazba je zavedena přes říditelný zdroj proudu z proudového výstupu regulátoru hlasitosti na jeho vlastní vstup a také na vstup signálu (vývod 4). Maximální možné zesílení signálu je asi



Obr. 23. Blokové zapojení nf dekodéru s IO TDA6600

Tab. 6. Nf výstupy a indikátory LED

Vysílání	výstup A		výstup B		LED výv. 15	LED výv. 14
	P	L	P	L		
<b>MONO</b>	mono	mono	mono	mono	vyp	vyp
<b>STEREO</b> zvoleno stereo $U_{19-12} = 2 \text{ V min.}$ zvoleno mono $U_{19-12} = 0,8 \text{ V max.}$	stereo	stereo	stereo	stereo	zap	zap
<b>DUO</b> volen zvuk 1 $U_{17-12} = 0,8 \text{ V max.}$ volen zvuk 2 $U_{17-12} = 2 \text{ V min.}$ volen zvuk 1 $U_{16-12} = 2 \text{ V min.}$ volen zvuk 2 $U_{16-12} = 0,8 \text{ V max.}$	NF1	NF1	-	-	zap	vyp
	NF2	NF2	NF1	NF1	vyp	zap
	-	-	NF2	NF2	-	-
	-	-	NF1	NF1	-	-

21 dB. Kromě toho je v tomto stupni realizována regulace vyvážení stereofonních kanálů posuvem pracovního bodu regulační charakteristiky v pravém a levém regulátoru hlasitosti. Takové zapojení regulátoru hlasitosti má tu výhodu, že jednak je dosaženo velké přebuditelnosti a jednak při velkém vstupním signálu a současném zdůraznění v korektoru tónu je vyloučeno vnitřní přebuzení.

Základní šum následného korektoru tónu se při regulaci nemění, ale lze ho kompenzovat. K tomu lze využít definovaného zesílení regulátoru hlasitosti tak, že je dosaženo zlepšené odstupu signál-šum v účinné části rozsahu regulace hlasitosti.

Druhý vstup regulátoru hlasitosti je veden do regulátoru hloubek, který je zapojen podobně jako regulátor hlasitosti. Kmitočtové závislý proud signálu je z vývodu 5 IO veden do elektronického potenciometru, u něhož lze řídicím napětím měnit zesílení a zpětnou vazbu pro zdůraznění nebo potlačení hloubek. Kondenzátorem 56 nF, zapojeným mezi vývody 5 a 6 IO, lze nastavit kmitočet zlomu charakteristiky na 430 Hz.

Nf signál je veden dále do korektoru výšek, který pro svou funkci potřebuje jeden vnější kondenzátor, zapojený mezi vývod 7 (12) a zem. S kondenzátorem 15 nF je dosažen kmitočet zlomu charakteristiky asi 2,8 kHz. Z vývodu korektoru výšek lze signál do oddělovacího obvodu s operačním zesílovačem se zpětnou vazbou a z jeho výstupu je veden k dalšímu zpracování. Výstup IO je na vývodu 8 (11).

Další součástí IO je vnitřní napájecí zdroj s obvodem pro potlačení brumu – z něj se získá referenční napětí, které je vvedeno na vývod 17. Referenční napětí 3,8 V je maximálním napětím pro regulační elektronické potenciometry a nesmí být překročeno ani při řízení z dálkového ovládání.

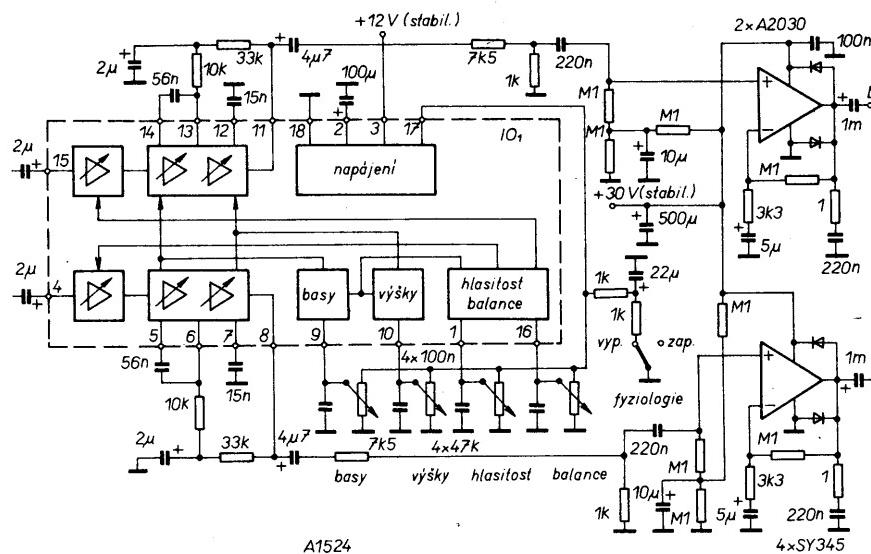
Rídící napětí jsou z potenciometru přes vývody 9 (hloubky), 10 (výšky), 16 (vyvážení) a 1 (hlasitost) vedená do převodníku napětí, kterým jsou řízeny potenciometry v obou kanálech. Pro fyziologickou regulaci hlasitosti je využito části rozsahu regulátoru hloubek. Při zapnuté fyziologii se k regulačnímu napětí hlasitosti v převodníku napětí přičítá řídící napětí regulátoru hloubek, takže při zapnuté fyziologii je omezena funkce regulátoru hloubek. Definovaným zatížením vývodu 17 IO rezistorem 2 kΩ proti zemi lze fyziologii vypnout. Aby se vyloučily rušivé jevy při prepínání, je použit obvod RC. Kondenzátor 100 nF na řídících vstupech potlačuje případná rušení na přívodních vedeních.

Zapojení IO A1524D spolu s koncovými stupni je na obr. 24.

K prepínání druhu provozu a různých zdrojů signálů lze s výhodou využít IO CMOS 4052 a 4053. Pokud chceme, aby tyto IO zpracovávaly i signály velkých amplitud signálu bez zkreslení, je nutné bud' na vstupy nebo výstupy připojit stejnosměrné napětí, kterým se posouvá pracovní bod těchto IO.

Mezi IO, které jsou schopny kompletně upravovat nf signál, patří TDA6200 (je využívan i v ČSSR). IO TDA6200 je sestaven z prepínáče konektoru SCART, prepínáče kanálů 1 a 2, obvodu pro kvaziparalelní stereofonii, obvodu řízení šířky stereofonní báze, fyziologického regulátoru hlasitosti, obvodu řízení hloubek, výšek a hlasitosti zpracovávaných nf signálů.

IO TDA6200 je řízen sériovými daty přes sběrnici I<sup>2</sup>C a také obousměrně přes vodič „4 úrovně“ z IO TDA6600. Kromě toho jsou v IO TDA6200 i budice svítivých diod, stykový obvod sběrnice I<sup>2</sup>C, vnitřní napájecí zdroj, spínací logika a převodníky D/A. Zapojení IO TDA6200 s vnějšími součástkami je na obr. 25.



Obr. 24. Zapojení nf zesílovače s A1524D a A2030V

Z funkčního hlediska je TDA6200 rozdělen na tři bloky: nf vstupní prepínač (analogový) pro SCART a prepínání kanálů 1–2; regulátor zabarvení tónu, regulátor hlasitosti, obvod pro kvazistereofonii, fyziologie, regulátor šířky báze stereo; řídící logika se sběrnici I<sup>2</sup>C, vodič „4 úrovně“ a převodníkem D/A.

Na vstupech signálů je zapojen dvoukanálový analogový prepínač pro prepínání signálů mezi provozem TV a reprodukcí signálů přiváděných z konektoru SCART. Za tímto prepínačem je zapojen další analogový prepínač pro prepínání kanálů 1–2 při dvoukanálovém vysílání. Tento prepínač je ovládán nastaveným itemem K při dvoukanálovém provozu TV, nebo při reprodukci signálu z konektoru SCART.

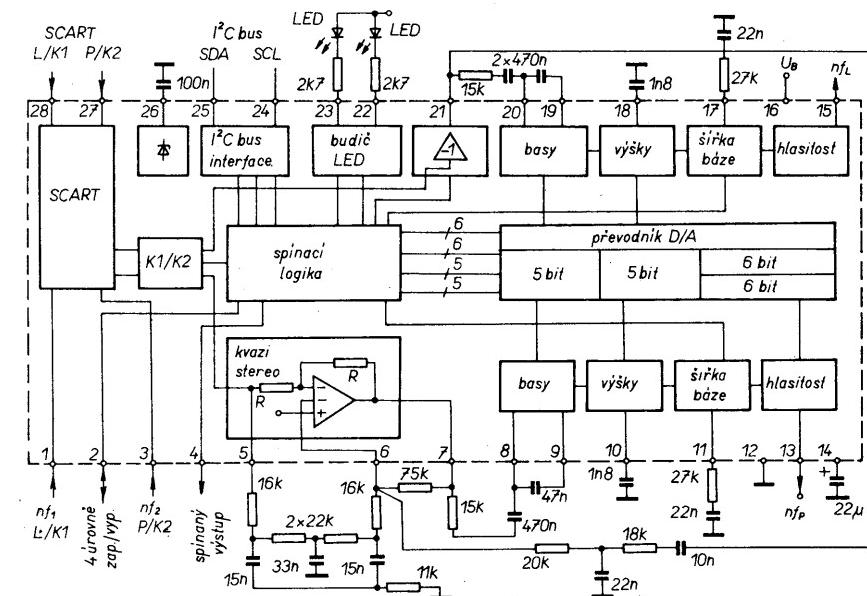
Dále je v signálové cestě zapojen kvazistereofonní obvod, který při monofonním vysílání vytváří na straně přijímače prostorový zvukový vjem („nepravý“ stereofonní vjem). Tento obvod je tvořen operačním zesílovačem v každém kanálu, z nichž jeden má pevně nastavené zesílení – 1 a druhý má zesílení měnitelné od –1 do zesílení nastaveného vnějšími součástkami. Kvazistereofonního efektu je dosaženo tím, že nf signál

je přiváděn na vstup přes vnější pásmovou zádrž, jednak přímo s danou fází a jednak „nepřímo“ přes pásmovou propust fázově invertovanou. Útlum tohoto obvodu je kompenzován operačním zesílovačem. Tím vzniká lineární signál co do amplitudy, který je však o 180° fázově pootečený při středních kmitočtech. Tento obvod lze odpojit.

Obvod korekce tónu a hlasitosti má v každém kanálu tři operační zesílovače s elektronickými potenciometry nebo prepínači. Stupeň regulace hloubek a výšek lze měnit změnou kapacity vnějších kondenzátorů; zdůraznění nebo potlačení hloubek a výšek lze měnit ve 31 stupních.

Z tímto obvodem následuje obvod pro rozšíření stereofonní báze. Když je tento obvod sepnut, vznikají při kmitočtech vyšších než 300 Hz protifázové přeslechy asi 60%; kmitočet, od kterého nastávají přeslechy až k stupeň přeslechů lze měnit vnějším obvodem RC.

Hlasitost se reguluje v obou kanálech odděleně ve 64 stupních, takže rozdílným nastavením kanálů lze dosáhnout vyvážení (balance) kanálů. Fyziologické regulace hlasitosti je dosaženo současnou regulací hloubek a výšek při regulaci hlasitosti. Obvod fyziologie je vypínatelný. Zpožďovací obvod



Obr. 25. Blokové schéma nf řídícího obvodu s TDA6200

na výstupu uvolňuje nf signál teprve tehdy, když jsou napětí na IO ustálená, takže jsou vyloučeny rušivé jevy.

IO TDA6200 se řídí jednak přes sběrnici I<sup>2</sup>C a jednak přes vstup „4 úrovně“ signálem ze stereofonního dekodéru TDA6600. Stejněmerná napětí na výstupu stereofonního dekodéru podávají informaci o druhu zpracovávaného signálu (mono-stereo-duo) od TDA6600 k TDA6200. V obráceném směru můžeme TDA6600 čtvrtým napětím přepnout do stavu „nucené mono“. Toto napětí je naprogramováno přes sběrnici I<sup>2</sup>C v TDA6200. Systémové „hodiny“ (taktovací kmitočet) pro vstup SCL sběrnice I<sup>2</sup>C jsou generovány procesorem. Vodič SDA je zapojen jako vstup dat. Příchozími daty z procesoru je řízena sběrnice I<sup>2</sup>C a odpovídající funkce jsou uloženy v registrech (střadač 1–6). Pokud je sběrnice volná, jsou oba vodiče v poloze testování (SDA, SCL=H). Každý příkaz začíná startovacími podmínkami, SDA=L, SCL=H. Změny informací nastavují, když SCL=L a jsou převzaty obvodem řízením při kladné hraně hodinového signálu. Konec příkazu je rozlišen, když SDA=H, kdežto SCL=H. Řídicí logika pravuje podle tab. 7. Všechny příkazy jsou přenášeny byty, za nimi následuje devátý impuls hodinového signálu, když SDA=L (podmínka potvrzení). Při provozu čtení je procesorem vyslán bit potvrzení. První byte je sestaven ze 7bitové adresy, kterou je vybrán regulátor tónu z několika periferických obvodů (chip select). Osmý bit určuje směr toku dat (read-write bit). Při bytech dat první a druhý bit určují, který ze střadačů je dotažován (podadresa). Nastavení informace „hlasitost“ je realizováno 6 byty (64 poloh). Regulátor hloubek a výšek je řízen 5 byty, z nichž první bit (čtvrtý bit bytu) je bit směrový a další čtyři byty přivádějí převodník D/A na 31 úrovní. Oba byty hlasitosti (pravý a levý) nebo byty hloubek a výšek musí být přenášeny bezprostředně za sebou, aby se nastavila příslušná adresa. Oba byty pro spínací funkce jsou rozděleny na byte nastavení a byte ovládání konektoru SCART. Je-li při adresování čipu nastaven bit R/W=1, je sběrnice I<sup>2</sup>C ve stavu vysílání. Dva výstupy budičů pro LED umožňují indikaci „stereo“, „mono“ nebo „duo“ při TV vysílání nebo při přehrávání z konektoru SCART.

## Nf výkonový zesilovač

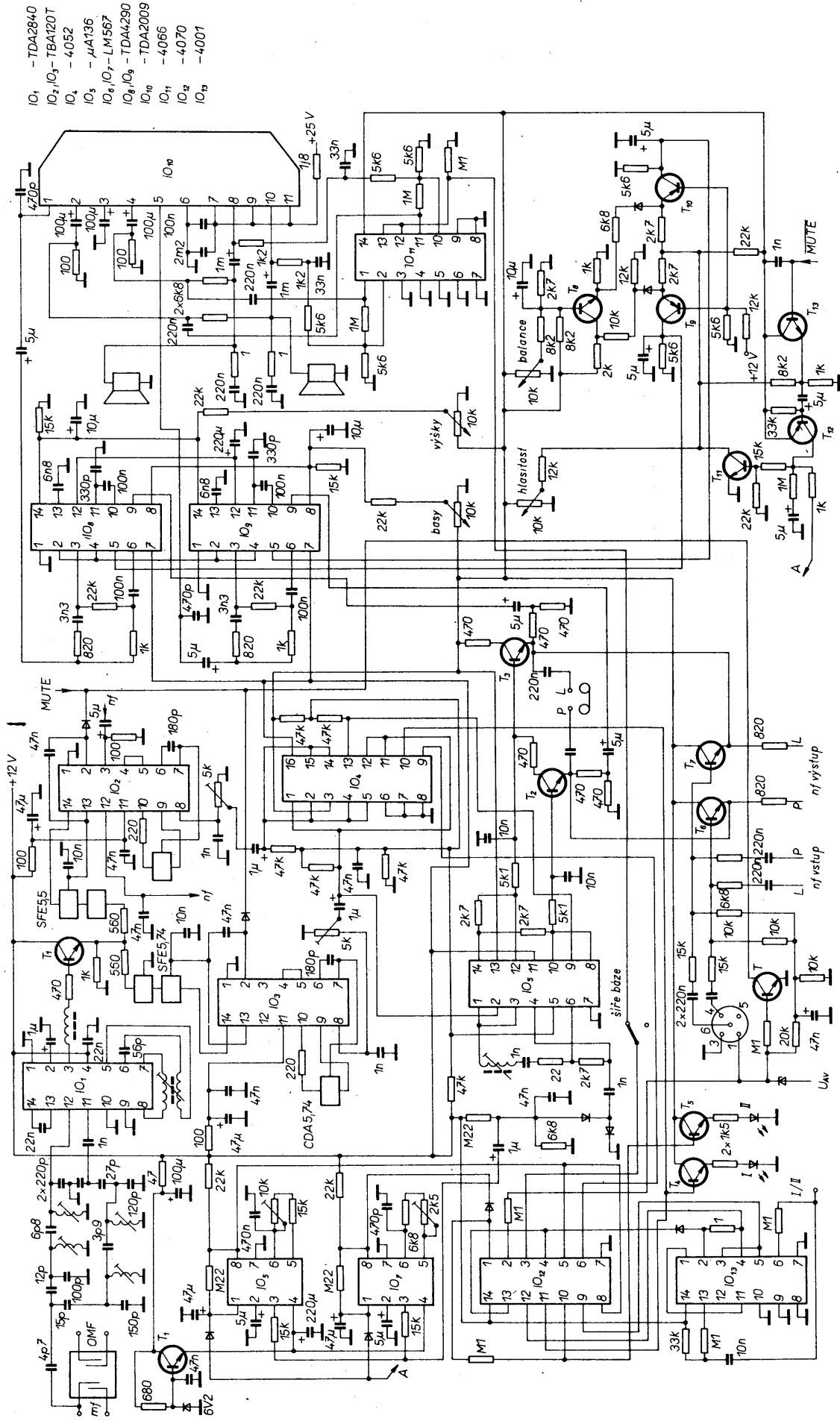
Pro nf výkonové zesilovače se používají IO A2030V, A2005V nebo TDA2040. Zapojení koncového stupně s IO A2030V je na obr. 24. Podobně je zapojen i IO TDA2040. Zapojení koncového stupně s IO A2005V s regulací šířky stereofonní báze je na obr. 88 v AR B4/89. Toto zapojení umožňuje plynule potenciometrem 100 Ω měnit šířku stereofonní báze. Směrová informace je zdůrazněna rozdílovými signály +P a -L nebo -P a +L. Při sepnutí spínače S<sub>1</sub> mezi oběma vstupy zpětné vazby (vývody 2 a 4) se rozdílové signály scítají. Má-li rezistor odpor R<sub>1</sub> a R<sub>BAS</sub>=2R<sub>1</sub>, pak na vývodech 8 a 10 bude 2L a 2P. Při tom se vstupní napětí natolik zmenší, že výstupy nejsou prebuzeny.

## Příklady řešení zvukového kanálu

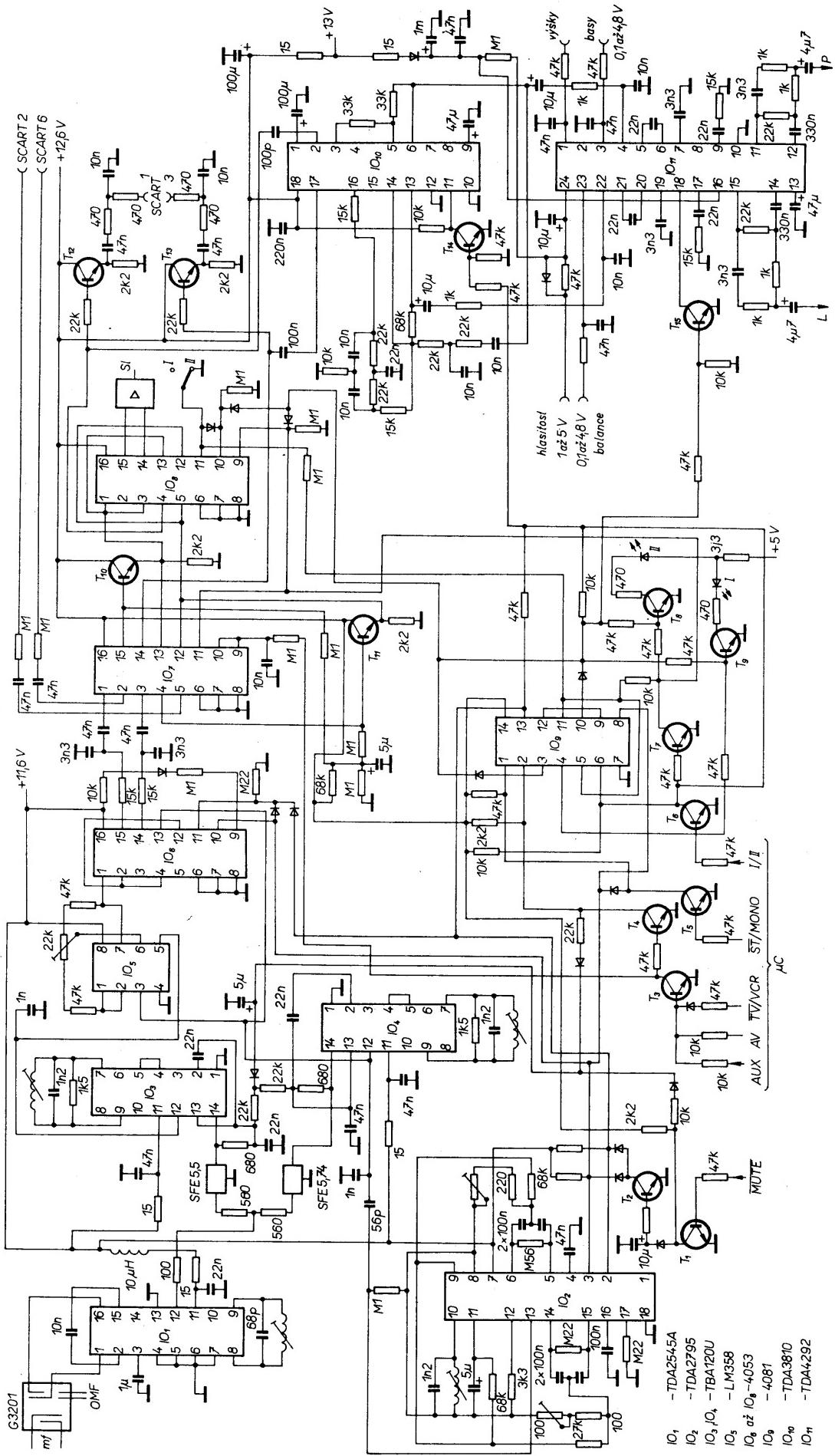
Na obr. 26 je příklad řešení zvukového kanálu z BTVP Telefunken. Signál ze vstupu filtru PAV je přes kondenzátor 4,7 pF veden

Tab. 7. Přehled povelů pro TDA6200

1. Adresa čipu					
MSB	LSB				
1 0 0 0 0 0 0 R/W = 0 IO přijímá,	R/W A A = potvrzení				
<b>2. Byty dat s podadresami</b>					
<b>a) hlasitost</b>					
MSB	LSB				
1 0 V0P V04 V03 V02 V01 V00 (levý) + 1 0 V15 V14 V13 V12 V11 V10 (pravý)					
Oba byty jsou stále přenášeny spolu za sebou. V × 5 = MSB V × 0 = LSB					
1 0 0 0 0 0 0 0	minimální hlasitost				
1 0 1 1 1 1 1 1	maximální hlasitost				
<b>b) tónové korekce</b>					
MSB	LSB				
1 1 X HV H3 H2 H1 H1 H0 + 1 1 X TV T3 T2 T1 T0					
Oba byty jsou stále přenášeny spolu za sebou. HV nebo TV je znaménkový bit, H3 nebo T3 = MSB, H0 nebo T0 = LSB.					
1 1 X 0 1 1 1 1	minimální výšky nebo hloubky				
1 1 X X 0 0 0 0	lineární průběh				
1 1 X 1 1 1 1 1	maximální výšky nebo hloubky				
Softwarové nastavení.					
<b>c) nf řídicí byte</b>					
MSB	LSB				
0 0 M1 M2 K1/2 RK Phys Q-S/Bb					
M1 = 1	umílení výstupu,				
M1 = 0	zapnuto nf,				
M2 = 1	nucené mono (přes vodič, 4úrovn.),				
M2 = 0	normální provoz dekodéru identifikace,				
K1/2 = 0	při duo kanál 1 na výstupu,				
K1/2 = 1	při duo kanál 2 na výstupu (aktivní jen při DUO přes vodič 4úrovn. nebo při přehrávání přes SCART a K-bit = 1),				
RK = 1	zapnutí prostorového zvuku,				
	TV provoz: kvazistereo při mono a duo, případně rozšíření stereofonní báze při stereofonním vysílání; automatické přepínání přes vodič 4úrovn.,				
	SCART přehrávání: zapnuto kvazistereo,				
RK = 0	stereo, šířka báze a kvazistereo vypnuto,				
Phys = 1	fyziologická regulace hlasitosti zapnuta,				
<b>d) řídicí bit SCART</b>					
MSB	LSB				
0 1 SC Sch K X X X					
SC = 1 SCART přehrávání: vstup SCART propojen s nf výstupem,					
SC = 0	normální provoz,				
Sch = 1	zapnut spinávý výstup/otevřený kolektor,				
Sch = 0	vypnut spinávý výstup (výstup můžeme např. použít k přepínání záznam/přehrávání ve videočásti),				
K = 1	SCART-duo vysílání je reprodukováno; volba kanálu item K1/2 na nf výstup,				
K = 0	nf výstup pracuje v provozu stereo. SCART-stereo (mono) vysílání je reprodukováno.				
<i>Poznámka:</i> Nf část je automaticky řízena přes vodič 4úrovně. Nucené mono M2 má absolutní přesnost.					
Po POWER-ON-Reset se nastaví všechny střadače na 0 (min. hlasitost korekce lineární) současně funkce Q-S/Bb se nastaví na 1. Softwarové nastavení					
<b>3. Provoz vysílání</b>					
Je potřebná nová adresa čipu s itemem R/W=1					
MSB	LSB				
St D X X X X X X					
St D					
1 1	dekodér poznává mono,				
0 1	dekodér poznává stereo,				
1 0	dekodér poznává duo,				
0 0	nenaštane (vnitřně potlačeno).				
Funkce vysílání není pro provoz IO potřebná. Slouží k tomu, aby stav mikropočítače oznámil identifikačnímu dekodéru, že jsou umožněny doplňkové funkce.					
<b>Budič LED</b>					
TV provoz					
	bit	LED1	LED2		
vodič	4úrovn.	K1/2			
	mono	X	vyp		
	stereo	X	zap		
	duo	0	zap		
	duo	1	vyp		
<b>SCART přehrávání</b>					
SC-bit	K-bit	K1/2-bit	LED1		
1	0	X	zap		
1	1	0	zap		
1	1	1	vyp		



Obr. 26. Zapojení zvukového kanálu BTVP  
stereo řady Telefunkenské



Obr. 27. Zapojení zvukového kanálu BTVP  
fy Lohja

do dvou pásmových propustí, z nichž jedna je naladěna na nosnou obrazu a druhá na nosnou zvuku. Z výstupu této propusti je signál veden do IO<sub>1</sub>, v němž se obě nosné smísí a vznikají tedy mezinosné signály o kmitočtu 5,5 MHz a 5,74 MHz, které jsou přes oddělovací stupeň T<sub>1</sub> a keramické filtry vedeny do IO<sub>2</sub> a IO<sub>3</sub>. Po detekci signálu FM v IO<sub>2</sub> dostaneme signál NF1 a po detekci v IO<sub>3</sub> signál NF2. Potenciometry na výstupu IO<sub>2</sub> a IO<sub>3</sub> umožňují nastavit stejnou úroveň signálů NF1 a NF2. Ze signálu NF2 je vybrán pilotní signál o kmitočtu 54 kHz a tedy i signály identifikační. Tento pilotní signál je veden do jednoho operačního zesilovače v IO<sub>5</sub>, jím je zesílen a přes sériový rezonanční obvod, zapojený mezi vývody 1 a 6 veden do dalšího zesilovače – daný obvod je naladěn na kmitočet nosného pilotního signálu, tj. 54 kHz.

Z výstupu druhého zesilovače v IO<sub>5</sub> je signál veden na detektor s diodami (zdvojovávač) a z jeho výstupu jsou identifikační signály vedeny do obvodů PLL IO<sub>6</sub> (117,5 Hz – stereo) a IO<sub>7</sub> (274,1 Hz – duo). Z jejich výstupů je řízena řídící logika s IO<sub>12</sub>, IO<sub>13</sub>.

Z výstupu řídící logiky je ovládán elektronický přepínač druhého provozu, IO<sub>4</sub>, a to úrovňemi H a L na jeho vývodech 9 a 10. Když je na vývodech 9 a 10 úroveň L, je přepínač v poloze „zvuk 2“; v poloze „zvuk 1“ je na 9 úroveň H a 10 úroveň L; v poloze „stereo“ je 9=10=H a v poloze „mono“ je 9=L a 10=H.

Signál NF1 je přiveden na vývod 5 a signál NF2 na vývod 1 IO<sub>4</sub>. Z výstupu (vývod 3) je NF1 veden do zesilovače se ziskem 2 (v IO<sub>5</sub>), z výstupu (vývod 13) je NF2 veden do zesilovače se ziskem 1 (IO<sub>5</sub>). V těchto dvou zesilovačích jsou signály NF1 a NF2 dekódovány, takže na vývodu 12 IO<sub>5</sub> bude signál L a na vývod 10 signál P. Tyto signály jsou přes obvody deemfáze vedeny do emitorového sledovače s T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub>. Z jeho výstupu je signál veden jednak na výstup pro magnetofon a přes T<sub>6</sub>, T<sub>7</sub> na konektor pro připojení periferie.

Dále je signál veden do regulátoru hloubek, výšek a hlasitosti s IO<sub>8</sub>, IO<sub>9</sub>. Protože v IO<sub>8</sub>, IO<sub>9</sub> není regulátor vyvážení, je nutné regulovat hlasitost v každém kanálu odděleně. K tomu slouží zapojení s tranzistory T<sub>8</sub>, T<sub>9</sub>, T<sub>10</sub>.

Signál z výstupů IO<sub>9</sub> a IO<sub>8</sub> je veden do koncového zesilovače s IO<sub>10</sub>, který mezi vstupy pro zpětnou vazbu má zapojen obvod pro rozšíření stereofonní báze. Tento obvod

je možné připojovat a odpojovat elektronickým spínačem s IO<sub>11</sub>. Obvod s T<sub>11</sub>, T<sub>12</sub>, T<sub>13</sub> slouží k umlčení signálu během přepínání. Všechny tranzistory n-p-n (kromě T<sub>1</sub>) jsou typu BC238B a p-n-p typu BC308B. Diody (kromě svítivých diod) jsou typu 1N4148.

Na obr. 27 je zapojení zvukového kanálu BTVP Lohja (Finlux), který pro řízení funkcí využívá mikropočítače SDA2010. Signál z filtru PAV OFW G3201 je veden do IO<sub>1</sub>, kde smísení nosné obrazu a zvuku vzniknou mezinosné zvuky 5,5 MHz a 5,74 MHz. Ty jsou dále zpracovány v IO<sub>3</sub> a IO<sub>4</sub>. Na výstupu IO<sub>3</sub> je signál NF1 a na výstupu IO<sub>4</sub> signál NF2. Signály NF1 a NF2 jsou vedeny do matic, IO<sub>5</sub>, na jejímž výstupu jsou signály L a P. Současně je ze signálu NF2 vybrán pilotní signál o kmitočtu 54 kHz s namodulovanými identifikačními signály. Pilotní signál spolu s identifikačními signály je zpracován v IO<sub>2</sub>, na jehož výstupu jsou ovládací signály pro elektronické přepínače, IO<sub>6</sub> až IO<sub>8</sub>, a logický obvod, IO<sub>9</sub>. Signály L a P jsou z IO<sub>5</sub> vedeny do přepínače druhu provozu, IO<sub>6</sub>. Z jeho výstupu jsou signály L a P přes obvody deemfáze (15 kΩ, 3,3 nF) vedeny do přepínače TV/SCART, IO<sub>7</sub> a z něj přes emitorové sledovače T<sub>10</sub>, T<sub>11</sub> do IO<sub>8</sub>, jehož 2/3 připojují sluchátkový zesilovač nebo přes 1/3 IO<sub>7</sub> a 1/3 IO<sub>8</sub> se signál propojuje do nf kanálu TVP. Ovládání je automatické z nf dekodéru IO<sub>2</sub> a logického obvodu IO<sub>9</sub>; při ručním ovládání může činnost řídit divák přes mikropočítač (μC). K tomuto řízení jsou využity tranzistory T<sub>1</sub> až T<sub>7</sub> a IO<sub>9</sub>.

Indikátory LED jsou řízeny přes budice T<sub>8</sub>, T<sub>9</sub> z IO<sub>9</sub>. Indikátory LED indikují zapnutý bud' první zvuk (I), nebo druhý zvuk (II), nebo, svítí-li oba, stereofonní signál. Na výstupy signálu z IO<sub>7</sub> a IO<sub>8</sub> jsou připojeny sledovače signálu pro výstup na SCART, T<sub>12</sub>, T<sub>13</sub>, a dále obvod pro kvazistereofonní zvuk, IO<sub>10</sub>, který z monofonního signálu vytváří signál s prostorovým vjemem. Přes T<sub>14</sub> je tento obvod vyřazován z funkce.

Z výstupu IO<sub>10</sub> je signál veden do regulátoru hloubek a výšek, dále do obvodu šírky stereofonní báze, regulátoru vyvážení a fyziologického regulátoru hlasitosti, na jehož výstupy je připojen dvojitý nf výkonový zesilovač s TDA4930. Tranzistor T<sub>15</sub> připojuje obvod k řízení šírky stereofonní báze při stereofonném vysílání. Všechny diody jsou 1N4148 (kromě LED) s tranzistory BC547B.

Na obr. 28 je zapojení zvukového dílu BTVP Grundig. Mezinosné, získané z kvazi-paralelního detektora, jsou vedeny do dvou

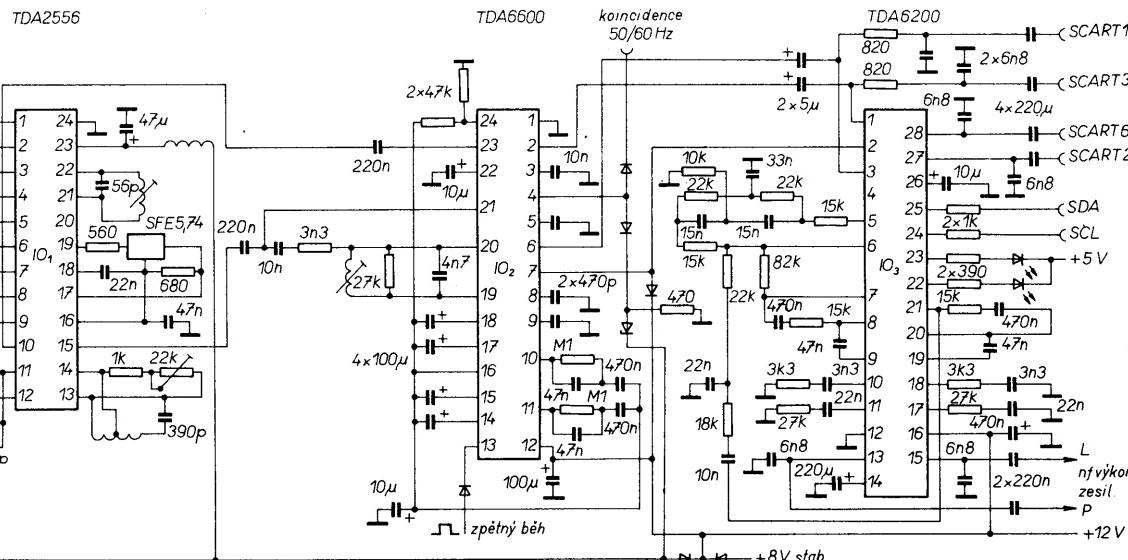
zesilovačů a detektorů FM. Výstupní signály, NF1 na vývodu 4 IO<sub>1</sub> a NF2 na vývodu 5 IO<sub>1</sub>, jsou vedeny do matice a nf dekodéru v IO<sub>2</sub>. Z výstupu IO<sub>2</sub> (vývody 2 a 6) je signál veden jednak na konektor SCART a jednak do nf řidícího obvodu, IO<sub>3</sub>. Řídící signály jsou přivedeny z mikropočítače přes vývody 24 a 25 IO<sub>3</sub>. Nf signály z konektoru SCART jsou přivedeny přes vývody 27 a 28 IO<sub>3</sub>.

## Konektor SCART

V předchozích částech se často hovoří o konektoru SCART. Ten v evropských zemích slouží u BTVP k připojení signálů na periferní zařízení jako videomagnetofon, osobní počítač a podobně. Konektor SCART má 20 vývodů a 21 špička je vvedené stínění. Obsazení jeho vývodů je dáné mezinárodní dohodou a je 1-nf výstup P(A), 2-nf vstup P(A), 3-nf výstup L(B), 4-zem nf, 5-zem B (modré), 6-nf vstup L(B), 7-vstup B, 8-spínací napětí TV/VCR, 9-zem G (zelené), 10-vstup/výstup dat, např. hodinového signálu VCR, 11-vstup G, 12-vstup/výstup dat, např. datové linky SDA ve sběrnici I<sup>2</sup>C, 13-zem R (červené), 14-vstup dat, např. hodinového signálu sběrnice I, 15-vstup R, 16-vstup BL (zhášení), 17-zem obrazového výstupu, 18-zem obrazového vstupu, 19-výstup obrazového signálu (video), 20-vstup video, 21-stínění.

## Sběrnice I<sup>2</sup>C ve spotřební elektronice

Mnoho současných výrobků spotřební elektroniky obsahuje nejméně jeden řadič, obvykle mikropočítač a množství standardních a speciálních IO pro zapamatování a zobrazení dat a k realizaci digitálních a analogových funkcí. Tyto obvody jsou spolu propojeny obvykle sběrnicí, která je podle požadavků dvou nebo několikavodová. Základním požadavkem na sběrnici spotřební elektroniky je, že musí být levná, výkonná, spolehlivá a variabilní, aby umožnila ovládat celý soubor přístrojů na ní napojených. Tento všem požadavkům vychovuje sběrnice I<sup>2</sup>C (Inter IC bus), na které se informace přenáší sériově s rychlosí 100 kbit/s. Sběrnice je sestavena ze dvou vodi-



Obr. 28. Zapojení zvukového kanálu BTVP stereo fy Grundig

čů, z nichž jeden slouží k přenosu dat a druhý k přenosu systémového hodinového signálu. Z toho vyplývá, že sběrnice na každém připojeném IO obsahuje pouze dva vývody. Sběrnice dále umožňuje zvětšit stupeň integrace a tím zlevnit IO. Kromě toho je sběrnice I<sup>2</sup>C typem univerzální sběrnice, umožňující přijímat povely více než jedním IO k ní připojeným. K zamezení ztráty nebo poškození informace má každý z IO přidělenu svoji adresu a sběrnicový protokol určuje příslušnou prioritu. Protokolem jsou efektivně synchronizovány systémové hodinové signály. Navíc umožňuje spojit IO, zhotovené různými technologiemi.

## Požadavky na sběrnici

### Sériový přenos informací po sběrnici

Digitální informace v přístroji jsou přenášeny sériově po dvouvodičové sběrnici a to data po vodiči SDA a systémový signál hodin po vodiči SCL. Tím, že je sběrnice dvouvodičová, zmenšují se požadavky na složitost obrazce položných spojů a propojovacích konektorů. Tak např. pro funkci ladění je IO pro ladění (syntezátor) obvykle v kanálovém rozšíření a displej pro zobrazení kanálu na předním panelu. Protože oba IO mají sběrnici I<sup>2</sup>C, postačí k propojení těchto dvou IO jen dva vodiče místo obvyklých 15. Navíc je uvolněno několik vývodů u IO, což může vést ke zvětšení stupně integrace anebo k použití menšího pouzdra, čímž klesá i cena systému.

### Obousměrný přenos informace

Sériová sběrnice musí dovolovat obousměrný přenos dat. Tento požadavek vyplývá z funkce přístrojů v systému. Tak např. nevolatilní paměť v TVP, která obsahuje číslo kanálu nebo analogové nastavovací funkce, může být přes sběrnici buď čtena nebo se může do ní zapisovat.

### Binární adresování IO

Moduly nebo IO musí mít každý svou adresu, která je přenášena po sběrnici I<sup>2</sup>C a tak lze řídit několik vstupů/výstupů řadičem.

### Potvrzení příjmu

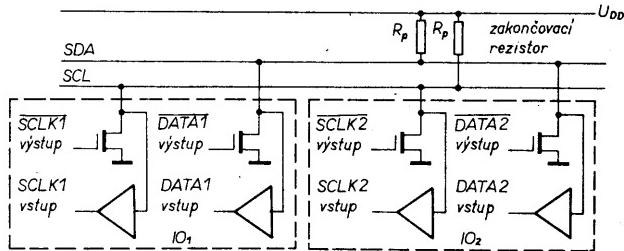
Sběrnicový systém musí umožnit potvrzení příjmu informace jejím přeměněním. Tímto proměnováním je umožněno hlavnímu řadiči při přenosu dat určit protokol řízení systému.

### Několikanásobné hlavní operace

V tomto sběrnicovém systému je možné provádět několikanásobné hlavní operace. Za hlavní součástku považujeme tu, která je schopna realizovat přenos dat. Při několikanásobné hlavní operaci je povoleno více než jednou součástce převzít řízení sběrnice v době od startu k přenosu informace. To však vyžaduje připojit rozehodovací systém, aby se znak neztratil nebo nebyl zničen. Při několikanásobné operaci je obvykle určen hlavní řadič obvod (většinou mikropočítač) pro řízení všech funkcí. Při tom však nesmí být ovlivněna činnost původního systému. Zvláštní řízení a jeho software je součástí hlavního řadiče, který je jednoduchým způsobem připojen na sběrnici. Zatímco při jednoduché hlavní operaci přenáší hlavní řadič data plynule, řadiče v několikanásobném

Obr. 29. Připojení

součástek  
na sběrnici I<sup>2</sup>C



hlavnímu systému přenášejí data vzájemně mezi sebou. Tím se zmenší počet aktivovaných dat na sběrnici a té je možné využít efektivněji.

Dále v několikanásobném hlavním systému reálná doba přerušení může být určena místně, aniž by byla ovlivněna činnost celého systému. Několikanásobné hlavní operace zjednoduší diagnostické postupy, během nichž v doplňkovém hlavním obvodu, připojeném ke sběrnici, můžeme naprogramovat nebo seřadit programy.

### Realizace levných podřízených rozhraní

Dalším důležitým požadavkem je připojení levného hardwarového podřízeného rozhraní (interface) na sběrnicový systém. Podřízené součástky jsou řízeny z hlavního řadičního obvodu. Cena hardwarového rozhraní je velmi důležitým činitelem. Nesmíme např. požadovat vnitřní oscilátor, protože ten by vzhledem k systémovému hodinovému signálu byl nadbytečný.

### Normalizovaný protokol

Protokol sběrnice musí být normalizován, aby bylo umožněno modulární sestavení software.

### Definice pojmu sběrnice I<sup>2</sup>C

**Vysílač (transmitter)** – součást, která vysílá data po sběrnici.

**Přijímač (receiver)** – součást, která přijímá data ze sběrnice.

**Řadič obvod (master)** – součást, která zahajuje přenos, generuje hodinový signál a ukončuje přenos.

**Podřízený obvod (slave)** – součást adresovaná z řadičního obvodu.

**Několikanásobný řadič obvod (multi-master)** – více než jeden řadič obvod může zkoušet řízení sběrnice v tutéž době bez poškození řízení.

**Rozehodování (arbitration)** – postup k zajištění přenosu, když více řadičích obvodů než jeden zkouší současně připojení na sběrnici a pouze jeden je pak na sběrnici připojen bez narušení přenosu a měření.

Sběrnice I<sup>2</sup>C splňuje všechny následující požadavky:

- je to dvoudráťová sběrnice přenášející data a hodinový signál systému,
- dovoluje obousměrný přenos dat,
- je to několikanásobná řadič sběrnice, která dovoluje, že na ni může být připojena jedna součástka určená k řízení. Každý řadič obvod generuje pak svůj vlastní systémový hodinový signál,
- každý připojený obvod na sběrnici má svou sedmibitovou adresu a může pracovat buď jako přijímač nebo vysílač,
- při přenosu dat může být IO uvažován jako řadič nebo podřízený obvod,
- při rozehodování je zamezeno poškození nebo ztrátě dat, jsou-li řadič obvody určeny pro sběrnici.

První byte při přenosu obsahuje sedmibitovou adresu podřízeného obvodu a poslední nejméně platný bit (LSB) bytu je bit směrový.

- Každý přenášený byt je potvrzen přijímačem,
- protokol sběrnice je normalizován.

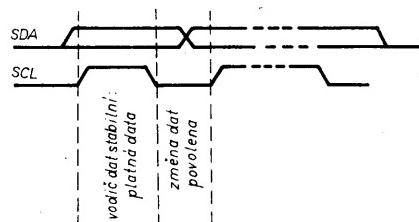
Další vlastnosti sběrnice I<sup>2</sup>C je to, že každý řadič obvod ovlivňuje sběrnici s rychlostí asi 100 kbit/s. Proto přenos dat je asynchronní a hodinový signál je generován každým řadičem obvodem po dobu řízení sběrnice. Pokud více než jeden řadič obvod „zkouší“ sběrnici současně, je systémový hodinový signál odvozen z hodinového signálu aktivovaného řadičem obvodu. Vstupní úrovně jsou navrženy s ohledem na ochranu IO před poruchami na vedení. Tak například v BTVP sériový rezistor s odporem větším než 300 Ω na vstupech IO je dostatečnou ochranou proti přepěťovým špičkám na vedení, které vznikají při výboji v obrazovce. Maximální počet IO, které je možno připojit na tuto sběrnici, je omezen pouze kapacitou sběrnice, která smí být 400 pF. Sběrnice může být dlouhá 3 až 4 metry.

### Všeobecná charakteristika sběrnice

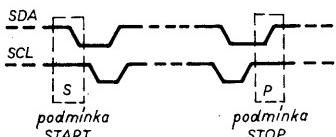
Sériová data (SDA) a sériový hodinový signál (SCL) jsou přenášeny obousměrně. Obě vedení jsou přes zakončovací rezistory připojena ke kladnému pólu napájení (obr. 29). Pokud je sběrnice volná, jsou oba vodiče na úrovni H. Výstupy IO připojené na sběrnici musí být v provedení s otevřenou elektrodou drain nebo s otevřeným kolektorem, aby mohla být realizována funkce wired-AND (uzlový součin). Počet IO připojených na sběrnici a její délka je omezena maximální kapacitou sběrnice – 400 pF. Vzhledem k různým technologiím použitych IO (CMOS, NMOS, bipolární), připojovaných na sběrnici, není stanovena úroveň logické „0“ (low = L) a „1“ (high = H), neboť ty jsou závislé na použitém napájecím napětí (viz dále). Pro každý bit přenášených dat je generován jeden hodinový impuls. Data jsou přenášena s rychlosťí asi 100 kbit/s.

### Platnost přenášených dat

Jak je zřejmé z obr. 30, data na vodiči SDA musí být trvale na úrovni H během periody hodinového signálu. Úrovně H a L se mohou měnit na vedení dat SDA jedině tehdy, když je hodinový signál na vodiči SCL = L.



Obr. 30. Platnost dat na sběrnici I<sup>2</sup>C



Obr. 31. Podmínky pro START a STOP při přenosu dat

**Podmínky pro START a STOP při přenosu dat**

Jak je zřejmé z obr. 31, podmínka „START“ je indikována změnou H na L na vodiči SDA, pokud SCL je H. Podmínka „STOP“ je indikována změnou L na H na vodiči SDA při SCL = H. Podmínky START a STOP jsou generovány vždy řidicím obvodem. Po podmínce START je sběrnice povozována za obsazenou a po podmínce STOP za uvolněnou. Součástky připojené na sběrnici mohou detekovat podmínky START a STOP, když se ty dostanou na příslušné hardwarové rozhraní (interface). Když mikropočítač nenašel takové rozhraní na vedení SDA, vyšle dvě periody hodinového signálu.

## Přenos dat

### Tvar bytu

Každý byte přenášený po vedení SDA musí mít 8 bitů. Počet bytů při přenosu je neomezený. Každý byte musí být následován bitem potvrzení. Jak je zřejmé z obr. 32, nejvíce platný bit (MSB) je přenášen jako první. Přijímač může přijmout další úplný byte dat, pokud je vykonána daná funkce, například obslužené vnitřní přerušení. Když SCL = L, musí být vysílač převeden dooby čekání. K přenosu dojde, je-li přijímač schopen přijmout další byte a je-li uvolněno vedení SCL.

### Potvrzení příjmu

Potvrzovací hodinový impuls je generován proudovým řidicím obvodem. Vysílač uvolňuje vodič SDA(H) během potvrzovacího hodinového impulu. Přijímače krokuje vodič SDA(L) během potvrzovacího hodinového impulu, takže během tohoto impulu je vodič SDA = L (obr. 33). Samozřejmě, že jsou zahrnuty doby nastavení a držení. Přijímač, který po adresaci generuje po každém bytu bit potvrzení, je schopný příjmu. Pokud podřízený přijímač nepotvrdí adresu, například když ji není schopen přijmout, protože vykonává v daném čase jinou funkci, je vodič SDA uvolněn při H podřízeného obvodu. Řidicí obvod generuje podmínu STOP při neuskutečněním vysílání. Pokud podřízený přijímač potvrdí svou adresu se zpožděním, přeruší se přenos dalších bytů, což je po drženém obvodu označeno jako nepotvrzení bytu dat a SDA = H. Řidicí obvod pak generuje STOP. Je-li řidicí přijímač zapojen do přenosu, pak signál na konci dat z podřízeného vysílače není potvrzen nejnižším bytem podřízeného vysílače. Podřízený

vysílač musí uvolnit vodič dat a řidicí vysílač generuje podmínu STOP.

## Generování hodinového signálu a rozhodování

### Synchronizace

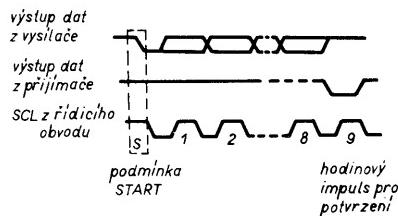
Všechny řidicí obvody během přenosu dat generují na SCL svůj vlastní hodinový signál. Data jsou platná pouze během periody H hodinového signálu. Definovaný hodinový signál je potřebný k určení postupu rozhodování a je vysílán bit po bitu. Hodinový signál je synchronizován spojením wired-AND (uzlový součin) všech součástek na vodiči SCL. Jak je zřejmé z obr. 34, změna úrovně H na L na vodiči SCL vede ke zkoušení všech součástek na jejich periody L; SCL bude na úrovni L, pokud není dokončeno čítání součástky s nejdélší periodou L. Součástka s kratší periodou L přechází do stavu očekávání (H). Po skončeném čítání (všechny zúčastněné součástky) je SCL uvolněn a přejde na úroveň H. Tak je generován synchronizovaný hodinový signál SCL a to periodou L, kterou je určena součástka s nejdélší periodou L hodinového signálu, a periodou H, kterou je určena součástka s kratší periodou H hodinového signálu.

### Rozhodování

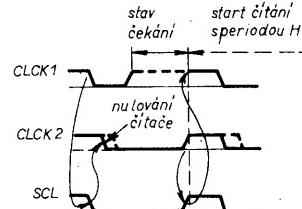
Rozhodováním je zajistěno, že když jeden z obvodů vysílá na vodič úroveň H a další řidicí obvod úroveň L, odpojí se jeho výstup dat, protože úroveň sběrnice neodpovídá jeho vlastní úrovni. Rozhodování probíhá během několika bitů. V první fázi rozhodování jsou porovnávány bity adresy. Pokud je řidicím obvodem adresována stejná součástka, rozhodování porovnává bity dat. I když informace adres a dat jsou použity pro rozhodování, přenos informace není zpožděn. Řidicí obvod, který není dále zapojen do přenosu, generuje hodinové impulsy až do konce bytu, při kterém je rozhodování ukončeno přezkoušením jeho adresy. Takový řidicí obvod musí okamžitě přepnout na režim „podřízený přijímač“. Na obr. 35 je postup rozhodování pro dva řidicí obvody. Na sběrnici je možné připojit samozřejmě řidicí obvody několik. Jakmile první řidicí obvod generuje DATA1, je vnitřně generována úroveň H – je-li na vodiči SDA úroveň L, odpojí se jeho výstup, takže řidicí obvod začne generovat DATA2 odvozená z rozhodování, a jeho výstup uskutečňuje přenos po vodiči SDA. Pokud rozhodování probíhá jen na základě přenášených adres a dat z daného řidicího obvodu, který není ústředním řidicím obvodem, je třeba stanovit prioritu na sběrnici.

### Použití hodinového synchronizačního mechanismu jako přejímky

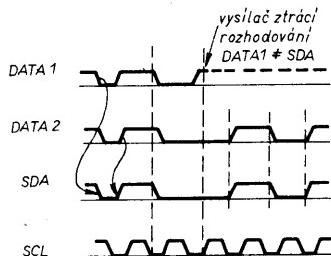
Při čítání, probíhajícím během postupu rozhodování, hodinový synchronizační mechanismus může být použit pro uvolnění součástek přijímačů měřících přenášená



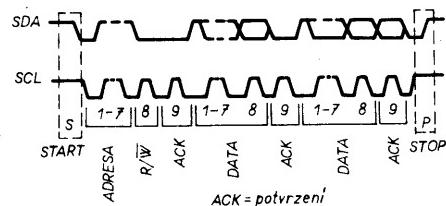
Obr. 33. Potvrzení na sběrnici I<sup>2</sup>C



Obr. 34. Synchronizace hodin během procesu rozhodování



Obr. 35. Postup rozhodování pro dva řidicí obvody

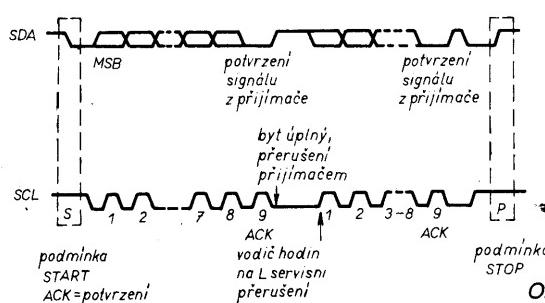


Obr. 36. Ucelený přenos dat

data a to po jednotlivých bytech nebo úrovni bitu. Úrovni bytu je součástka schopna přijímat byty dat stanovenou rychlosťí, neboť potřebuje delší dobu k zapamatování přijmutého bitu nebo bytu připravovaného k vysílání. Podřízené součástky přidrží vodič SCL na úrovni L během příjmu a potvrzení bytu a řidicí obvod přejde na režim čekání a to až do té doby, než je podřízený obvod schopen přijmout následující byte v režimu přejímky bytu. Úrovni bitu takovou součástku jako mikropočítač bez hardwarového rozhraní I<sup>2</sup>C na čipu můžeme ovládat sběrnici hodinového signálu a to během každé periody hodin L. Toto je cesta, jak přizpůsobit rychlosť každého řidicího obvodu k vnitřní pracovní rychlosti ostatních součástek.

## Tvary dat

Tvar přenášených dat je na obr. 36. Po podmínce START je přenášena sedmibitová podřízená adresa a následující směrový bit R/W; „0“ indikuje zápis a „1“ indikuje čtení. Přenos dat je vždy ukončen podmíncou STOP, generovanou řidicím obvodem. Nicméně, když řidicí obvod stále komunikuje se sběrnici, generuje další podmínky START a adresy pro další podřízený obvod, kromě



Obr. 32. Přenos dat po sběrnici I<sup>2</sup>C

prvně generované podmínky STOP. Různé kombinace tvarů zápis/čtení jsou možné během takového přenosu. Možné tvary přenosu dat jsou:

- řídící vysílač vysílá k podřízenému přijímači. Směr se nemění.

S	podřízená adresa	R/W = 0	A	DATA	A	DATA	A	DATA	A	P
---	------------------	---------	---	------	---	------	---	------	---	---

kde S = START, A = potvrzení, P = STOP;

- řídící obvod čte podřízený obvod po prvním bytu

S	podřízená adresa	R/W = 1	A	DATA	A	DATA	A	DATA	A	P
---	------------------	---------	---	------	---	------	---	------	---	---

V okamžiku prvního potvrzení se řídící vysílač stane řídícím přijímačem a podřízený přijímač podřízeným vysílačem. Potvrzení je generováno podřízeným obvodem. Podmínka STOP je generována řídícím obvodem;

- složený tvar

S	podřízená adresa	R/W	A	DATA	A	S	podřízená adresa	R/W	A	DATA	A	P
				↑ zápis nebo čtení			↑ zápis nebo čtení			↑ zápis nebo čtení		

*n byte + A*

směr přenosu může být měněn v tomto okamžiku

#### Poznámka.

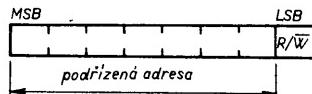
- Složený tvar může být např. použit pro řízení sériové paměti. Během prvního bytu dat může být zapsáno vnitřní paměťové místo.
- Všechna rozhodnutí o automatickém zvyšování nebo snižování a směrování zvolené paměti jsou provedeny návrhářem součástky.
- Každý byte následuje potvrzení jako indikace vybraného bloku A.
- Součástky I<sup>2</sup>C jsou opatřeny nulováním po příjmu podmínky START a očekávají vyslání podřízených adres.

## Postup adresování

Postup adresování na sběrnici I<sup>2</sup>C je takový, že po podmínce START je řídícím obvodem zvolen obvod podřízený. Tedy první byte je vysílan po podmínce START. Výjimkou jsou všeobecné (vyvolávací) adresy kterými jsou adresovány všechny součástky. V tomto případě musí všechny součástky odpovědět bitem potvrzení. Některé součástky mohou být navrženy tak, že na tyto adresy nereagují. Druhý byte všeobecných (vyvolávacích) adres pak definuje postup připojování.

### Definice bitů v prvním bytu

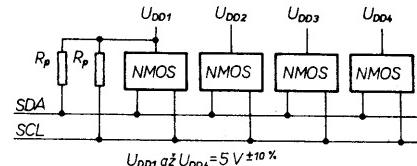
Prvních sedm bitů prvního bytu je podřízená adresa (obr. 37). Osmý bit (LSB – nejméně platný bit) stanovuje směr měření. Při „0“ řídící obvod provádí zápis do podřízeného obvodu a při „1“ čte z vybraného podřízeného obvodu. Po vysílání adres na sběrnici každá součástka připojená na ni porovnává po podmínce START prvních sedm bitů se svou vlastní adresou. Pokud jsou obě adresy shodné, převezme součástka svoji adresu z řídícího obvodu a chová se buď jako podřízený přijímač nebo vysílač podle bitu R/W. Poněvadž stejně IO mohou být na sběrnici použity více než jedenkrát, v soustavě adres musí být část pevné a část programovatelná. Počet programovatelných bitů je závislý na počtu přístupních vývodů. Tak například má-li součástka 4 pevné a 3 programovatelné bity adresy, je možné na stejnou sběrnici připojit osm stejných součástek.



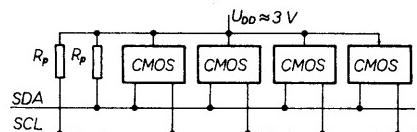
Obr. 37. První byte po podmínce START



Obr. 38. Tvar všeobecné vyvolávací adresy



Obr. 39. Připojení IO s pevnou vstupní úrovní na sběrnici I<sup>2</sup>C



Obr. 40. Připojení součástek s velkým rozsahem napájecích napětí na sběrnici I<sup>2</sup>C

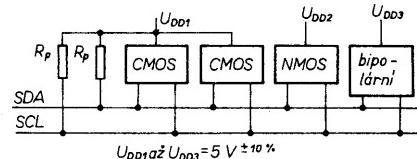
rozsah šumu úrovně L = 0,1 U<sub>DD</sub>,  
rozsah šumu úrovně H = 0,2 U<sub>DD</sub>.

Sériové rezistory R<sub>S</sub> větší než 300 Ω jsou použity k ochraně vstupu proti vysokonapěťovým špičkám na vodičích SDA a SCL, které vznikají při výbojích na obrazovce (obr. 42).

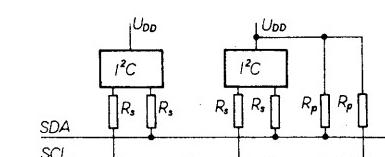
Maximální kapacita sběrnice je 400 pF na vodič a jsou v ní zahrnuty kapacity vodičů a kondenzátorů, připojených na dané vývody.

## Časování

Hodinový signál sběrnice I<sup>2</sup>C má minimální periodu L rovnou 4,7 μs a minimální periodu H rovnou 4 μs. Řídící obvod generuje hodinový signál sběrnice s kmitočtem asi 100 kHz. Proto všechny součástky, připojené na sběrnici, musí být schopné provádět přenos s kmitočtem vyšším než 100 kHz. Každý obvod musí být schopen vysílat nebo přijímat s touto rychlostí, nebo využít procesu synchronizace hodinových signálů, který donutí řídící obvod čekat a přepnout na periodu L. V tomto případě se kmitočet snížuje.



Obr. 41. Připojení různých IO s pevnými vstupními napětími a součástek se vstupními napětími vztahenými k napětí napájecímu na sběrnici I<sup>2</sup>C



Obr. 42. Sériové rezistory pro ochranu IO proti špičkám na vodičích

## Konstrukční část

### Kabely pro propojování videopřístrojů

V praxi se často propojují různé videopřístroje jako např. televizní přijímač s videomagnetofonem nebo videogramofonem, monitor s počítačem. K tomu účelu slouží propojovací kabely s různými koncovkami a konektory pro vstupní a výstupní signály umístěné na videopřístrojích. V Evropě se k tomu účelu používají obvykle šestivývodové konektory DIN, nazývané též „eurokonektor“ a dvacetivývodové konektory SCART. U přístrojů amerických jsou to obvykle koaxiální konektory BNC nebo RCA a pro zvuk konektory JACK. Japonští výrobci používají konektory typu CINCH, stejně jako konektory RCA.

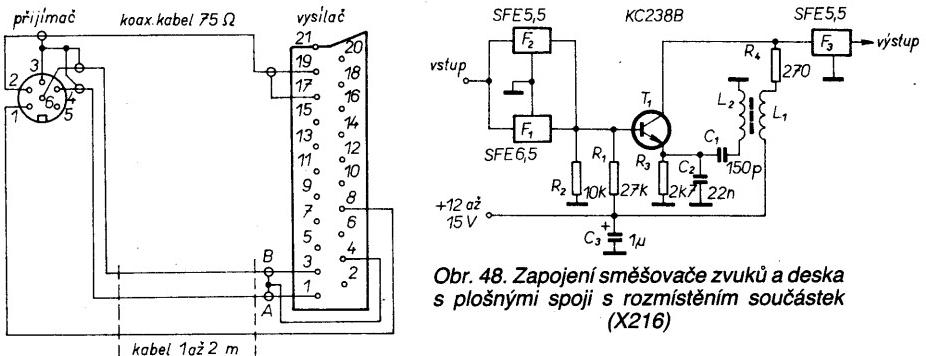
U „eurokonektoru“ DIN se na vývod 1 připojuje při záznamu napětí 0 V a 12 V při reprodukci z videomagnetofonu. Na kolík 2 je přiveden buď vstupní signál video nebo výstupní signál video se vstupní/výstupní impedancí  $75 \Omega$ , video pozitivní, FBAS (úplný barevný signál) o jmenovitém vstupním/výstupním mezivrcholovém napětí jasového signálu  $U_{BAS} = 1$  V a barevného synchronizačního mezivrcholového signálu  $U_F = 0,3$  V na impedanci  $75 \Omega$ . Vývod 3 je spojena zem, vývod 4 slouží k připojení zvukového kanálu 1 a jeho výstupní impedance je  $1 \text{ k}\Omega$  maximálně a vstupní impedance  $10 \text{ k}\Omega$  minimálně, vstupní/výstupní napětí efektivní musí být v rozsahu 0,1 až 2 V. Totéž platí i o vývodu 6, kam je připojen zvukový kanál 2. Na vývod 5 je připojeno napájecí napětí +12 V.

Vstupní úrovňě i výstupní úrovňě obrazového signálu (video) a zvukového signálu platí i pro ostatní typy konektorů. Napětí na vývodu 1 „eurokonektoru“ nebo na vývodu 8 konektoru SCART se používá přepínání provozu záznam/reprodukce. Zásadně: video signál vede v propojovacím kabelu koaxiálním kabelem s impedancí  $75 \Omega$  a zvukové signály stříleným nf kabelem. Ostatní signály vede obvykle koaxiálním kabelem s impedancí  $75 \Omega$ . Maximální délka kabelu na propojení je asi 2 m. Na obr. 43 až 47 jsou uvedeny způsoby propojení různých typů konektorů používaných k propojování videozařízení.

### Jednoduchý směšovač zvuku

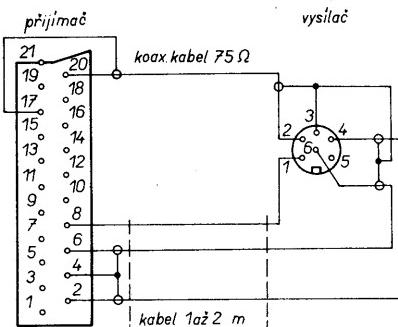
Na obr. 48 je zapojení a deska s plošnými spoji jednoduchého směšovače zvuku, který umožňuje příjem zvukového doprovodu při mezinosných kmitočtech 5,5 a 6,5 MHz. Při příjmu mezinosného kmitočtu 5,5 MHz jde signál přes keramický filtr  $F_2$ , SFE5,5 a vytváří spolu s kmitočtem oscilátoru  $T_1$  kmitočty 4,5 MHz, 5,5 MHz a 6,5 MHz. Z těchto kmitočtů propustí filtr  $F_3$  pouze kmitočet 5,5 MHz. Při mezinosné 6,5 MHz vznikají kmitočty 5,5 MHz, 6,5 MHz a 7,5 MHz, z nichž filtr  $F_3$  propustí signál s kmitočtem 5,5 MHz a ostatní potlačí.

Tranzistor  $T_1$  pracuje jako kmitající směšovač s oscilačním kmitočtem 1 MHz. Cívka  $L_2$  rezonuje na kmitočtu 1 MHz s kondenzátorem  $C_1$  a zpětná vazba je tvořena cívkou  $L_1$ . O tom, že oscilátor kmitá, se lze jednoduše přesvědčit tak, že destičku se směšovačem přiložíme k anténě rozhlasového přijímače na kmitočet 1 MHz a z přijímače by se měly ozvat zázněje. Použité filtry  $F_1$ ,  $F_2$  a  $F_3$  jsou z produkce firmy Murata, lze je nahradit keramickými filtry 5,5 MHz a 6,5 MHz z NDR nebo PLR. Cívka oscilátoru je navinuta na kostičce v krytu  $7 \times 7$  mm z autopřijímačů TESLA,  $L_1$  má 9 z drátu

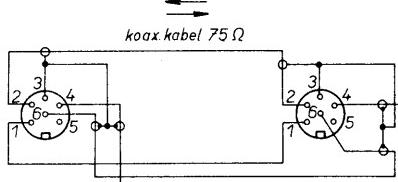


Obr. 48. Zapojení směšovače zvuků a deska s plošnými spoji s rozmištěním součástek (X216)

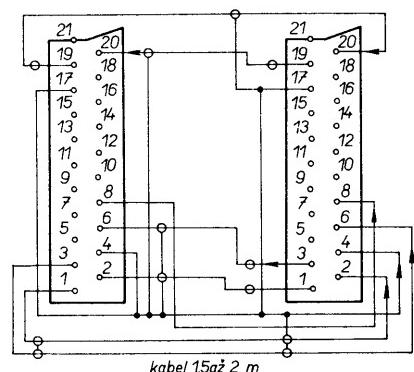
Obr. 43. Propojení konektorů EURO-SCART



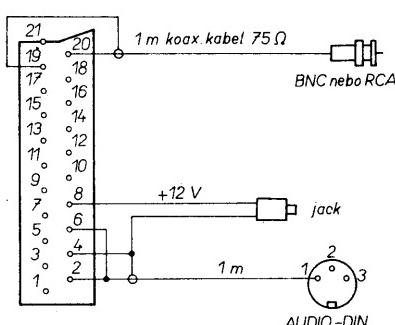
Obr. 44. Propojení konektorů SCART-EURO



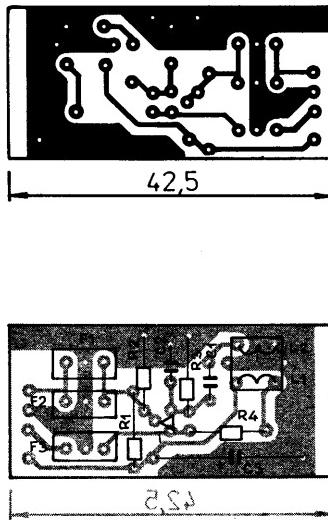
Obr. 45. Propojení videokonektorů EURO-EURO



Obr. 46. Propojení konektorů SCART-SCART



Obr. 47. Propojení konektoru SCART na konektory BNC, JACK a audio DIN



Obr. 48: Všechny rezistory jsou typu TR 212. Kondenzátor  $C_1$  je typu TK 754,  $C_2$  TE 988.

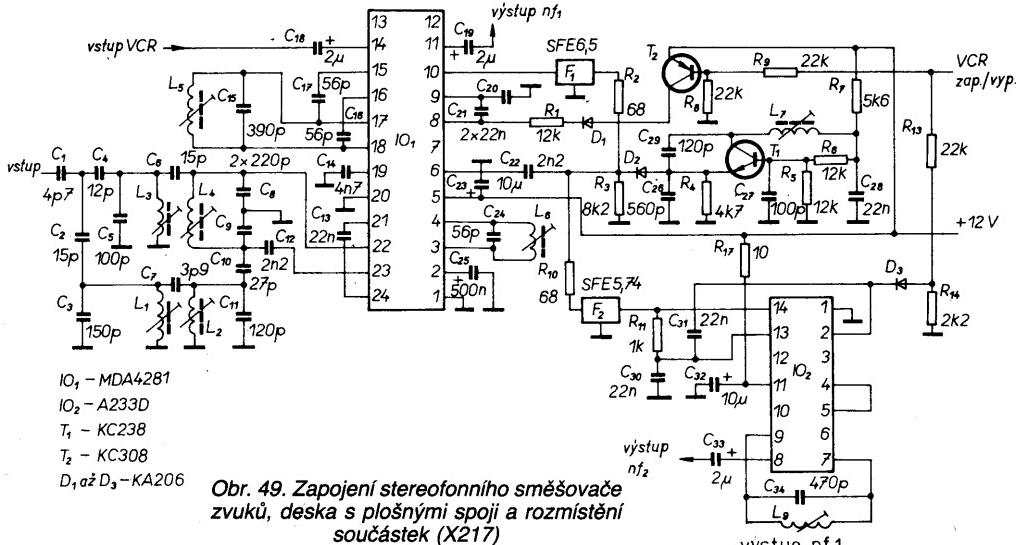
$\text{o } \varnothing 0,08 \text{ mm CuU a } L_2 \text{ má 90 z drátu o } \varnothing 0,08 \text{ mm CuU. Směšovač zapojujeme mezi videovýstup a vstup mf zesilovače mezinosné.}$

### Kvaziparalelní směšovač zvuku

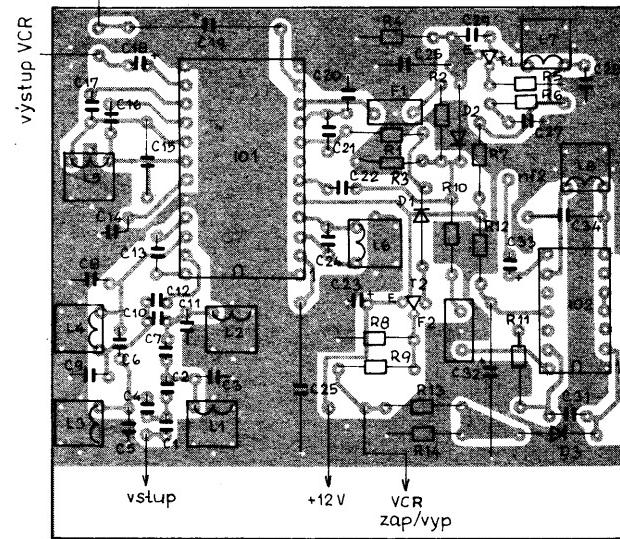
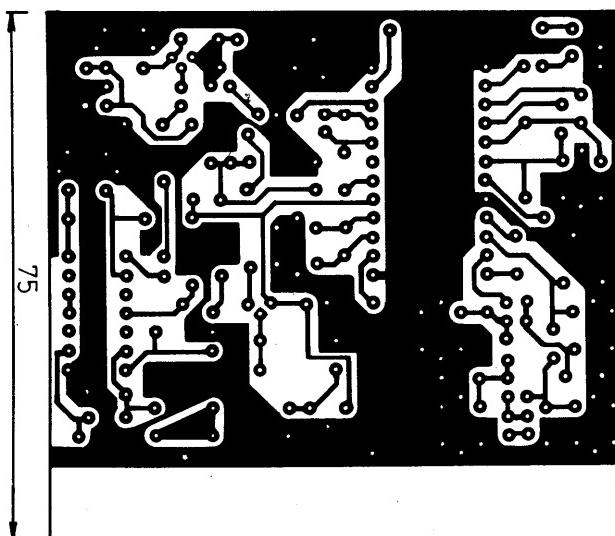
Je-li v TVP použit filtr PAV pro CCIR a nemáme ho možnost nahradit filtrem PAV pro OIRT, je nutné použít pro zpracování zvuku OIRT a CCIR kvaziparalelní směšovač zvuků, jehož zapojení a deska s plošnými spoji jsou na obr. 49.

Signál je ze vstupu filtru PAV přes  $C_1$  přiveden na pásmovou propust  $L_1$ ,  $L_2$ , nalaďenou na mf nosnou obrazu a na pásmovou propust  $L_3$ ,  $L_4$  nosných zvuků 32,4 a 33,4 MHz. Z výstupu této propusti je signál veden na  $IO_1$ , kde z mf nosných obrazů vzniknou mezinosné zvuky. Mezi vývody 3–4 je zapojen obvod  $L_6$ ,  $C_{24}$ , nalaďený na nosnou obrazu, mezi vývody 17–18 obvod  $L_5$ ,  $C_{15}$  nalaďený na 6,5 MHz. Tento obvod je fázovací detekční obvod mf zesilovače mezinosného kmitočtu.  $T_1$  je kmitající směšovač, kmitající na kmitočtu 12 MHz s obvodem  $L_7$ ,  $C_{29}$ . Tím je umožněno zpracovat signály s mezinosným kmitočtem 5,5 a 6,5 MHz. Ostatní směšovací produkty kromě kmitočtu 6,5 MHz jsou potlačeny filtrem  $F_1$ . Tranzistor  $T_2$  připojuje (0 V na bázi  $T_2$ ) nebo odpojuje (12 V)  $IO_1$ . Toho využíváme při nahrávání a přehrávání z videomagnetofonu (VCR). Při stereofonním vysílání se signál 2. kanálu s kmitočty 5,74 nebo 6,26 MHz přes  $R_{10}$  vede na vstup  $IO_2$  přes  $F_2$ .

Detekční obvod  $L_8$ ,  $C_{34}$  je zapojen mezi vývody 7 a 9  $IO_2$  a je nalaďen na kmitočet 5,74 MHz. Nechceme-li přijímat stereofonní zvuk, vypustíme součástky příslušející k  $IO_2$ .



Obr. 49. Zapojení stereofonního směšovače zvuků, deska s plošnými spoji a rozmištění součástek (X217)



Na desce se spoji chybí kondenzátor  $C_{30}$ , je připojen do spojů těsně nad  $C_{31}$ ; místo  $R_{12}$  u  $IO_2$  má být  $R_{17}$ .

Kmitočet oscilátoru s  $T_1$  lze kontrolovat na rozhlasovém přijímači v rozsahu KV stejně jako v předchozím případě.

Cívky jsou na kostrčkách vhodných pro kryty  $7 \times 7$  mm,  $F_1$  a  $F_2$  jsou keramické filtry (Murata, NDR, PLR). Obvod zapojujeme mezi vstup filtru PAV a vstup nf zesilovače. Má-li TVP mf mezinosný zesilovač zvuku, je ho nutné vyřadit z činnosti.

Induktostnosti cívek:  $L_1 = 0,165 \mu H$ ,  $L_2 = 0,15 \mu H$ ,  $L_3 = 0,16 \mu H$ ,  $L_4 = 0,19 \mu H$ ,  $L_5 = 1,5 \mu H$ ,  $L_6 = 0,3 \mu H$ ,  $L_7 = 1,45 \mu H$  a  $L_8 = 1,6 \mu H$ .

### Dekodér stereofonního a dvoujazyčného zvukového doprovodu

Protože v ČSSR není dosud IO pro dekodér stereofonního a dvoujazyčného doprovodu v integrované verzi, je na obr. 50 jeho nahrazena čtyřmi IO a 10 tranzistory. Výstup z mf zesilovače s mezinosnou 5,74 a 6,25 MHz je veden jednak na matici tvoroucí dvěma OZ v  $IO_2$  přes  $R_{51}$ ,  $C_1$  m tvořící obvod deemfáze a  $C_{17}$ , a jednak přes  $C_2$  a  $C_4$  do zesilovače pilotního signálu, který je selektivně z kanálu 2 vybírá obvodem  $L_1$ ,  $C_3$ . K zesílení pilotního signálu 54 kHz je z  $IO_1$  využit pouze mf zesilovač, na jehož výstup je

připojen detekční obvod  $L_2$ ,  $C_{34}$ , naladěný na 54 kHz. Stejnosměrnou složkou detekovaného signálu je řízen tento mf zesilovač přes  $R_9$ . Základní úroveň tohoto řízení je nastavena  $R_7$ ,  $R_8$ . Z detektoru  $D_1$  je signál veden do dvou selektivních filtrů RC identifikačních signálů v  $IO_2$ . Změnou odporu  $R_{14}$  naladíme filtr na 274 Hz (DUO) a  $R_{13}$  na 117 Hz (stereo). Tyto identifikační kmitočty jsou detekovány zdvojovači napětí  $D_2$ ,  $D_3$  a  $D_4$ ,  $D_5$  a po zesílení použity jedenak k ovládání spínače v  $IO_3$  a jednak pro zapínání indikátoru  $D_{13}$  a  $D_{14}$  přes tranzistory  $T_8$  a  $T_9$ . Aby matice v  $IO_2$  byla schopna pracovat, musíme do ní přivést i signál z kanálu 1. mf mezinosného zesilovače. Tento signál je ve fázi se signálem ZII a má stejnou amplitudu.

Přeslechy mezi kanály nastavujeme  $R_{22}$ . Je-li signál ZI v protifázi se signálem ZII, je nutné do jednoho kanálu zapojit invertor  $T_1$ . Poměrem  $R_4 : R_5$  nastavujeme zisk tohoto invertoru tak, aby signály ZI a ZII měly na vstupu matice stejnou amplitudu. K rozdílné fázi ZI a ZII dochází při použití MDA4281V a A223D v mf zesilovačích zvuku. Signály ZI a ZII jsou současně vedeny na elektronický přepínač  $IO_3$ , který přepíná mezi provozy MONO, DUO a STEREO a to podle napěti na vývodech 9, 10 a 11  $IO_3$ .

Z výstupu  $IO_3$  je signál přes  $T_6$  a  $T_{10}$  veden na konektor SCART a současně na  $IO_4$ , který slouží jako přepínač vnější-vnitřní signál. Při napětí asi 12 V na vývodech 10 a 11 se připojuje vnější nf signál z konektoru SCART (vývody 2, 6). Přes  $T_7$  ovládáme přepínání (přes dálkové ovládání) mezi ka-

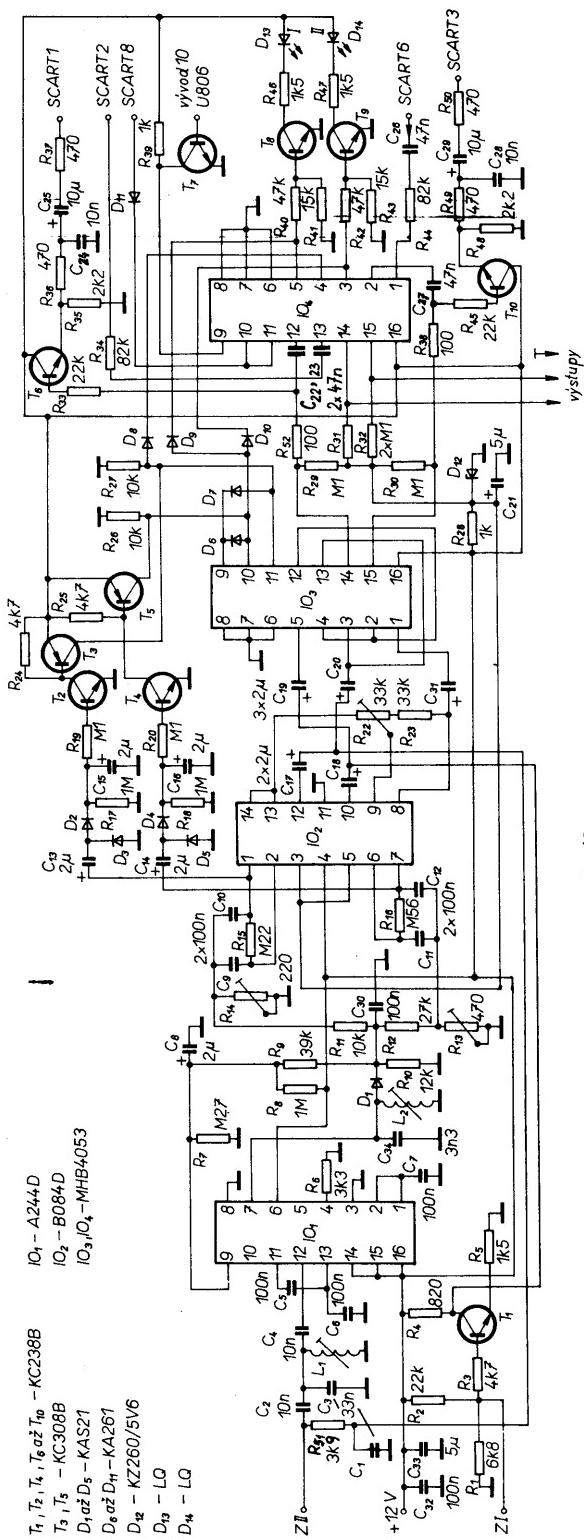
nálem I a II při dvoujazyčném doprovodu.

Deska s plošnými spoji dekodéru s rozmištěním součástek je na obr. 51. Cívky jsou v krytech  $7 \times 7$  mm,  $L_1$  má indukčnost 260  $\mu H$ ,  $L_2$  asi 2,6 mH.

### Dekodér PAL pro přijímače s dekodérem SECAM

Do ČSSR byly dovezeny barevné televizní přijímače, které mohou dekódovat barevný signál pouze soustavy SECAM. Pokud však chceme na těchto televizorech sledovat signál v většině videomagnetofonů nebo počítačů, je třeba tyto televizory doplnit o dekodér PAL, neboť videomagnetofony i počítače mají výstupní signál obvykle v soustavě PAL. Mezi takové televizory patří sovětské televizory Rubín C-381, Elektron 280 a 380, které v modulu barev SMC-2 používají obvody MCA640 a MCA650 nebo jejich ekvivalenty.

Zapojení SMC-2 je na obr. 52. Na obrázku je naznačena potřebná úprava pro připojení dekodéru PAL z obr. 53, jehož deska s plošnými spoji s rozložením součástek je na obr. 55. Modul PAL z obr. 53 generuje referenční signál soustavy PAL, nezbytné pro demodulaci v IO MCA650. Bod K je připojen na napájecí napětí +12 V a přepínačem PAL/SECAM volíme příslušnou soustavu. Pokud budeme požadovat automatické přepínání soustav, musíme modul na obr. 53 doplnit buď obvodem z obr. 54 nebo obvodem z BTVP Color 110 ST s IO A220D.



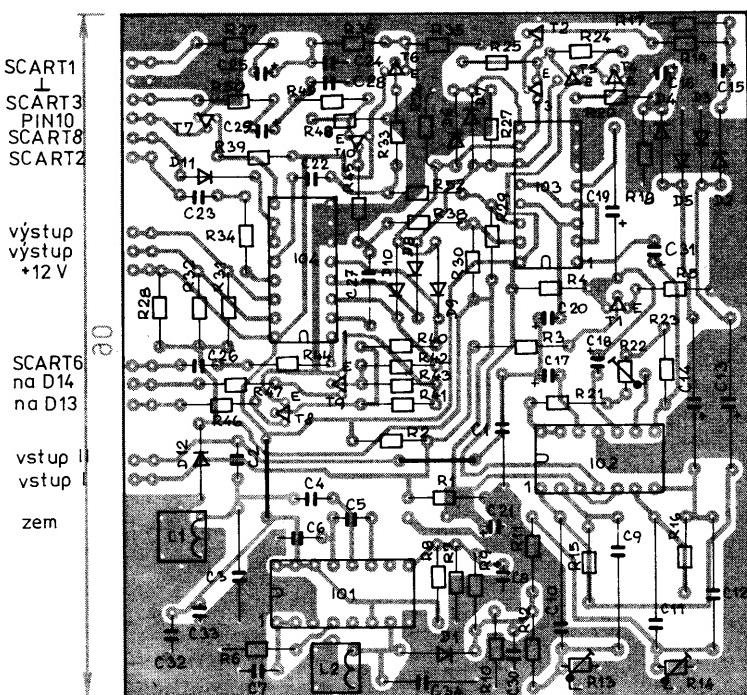
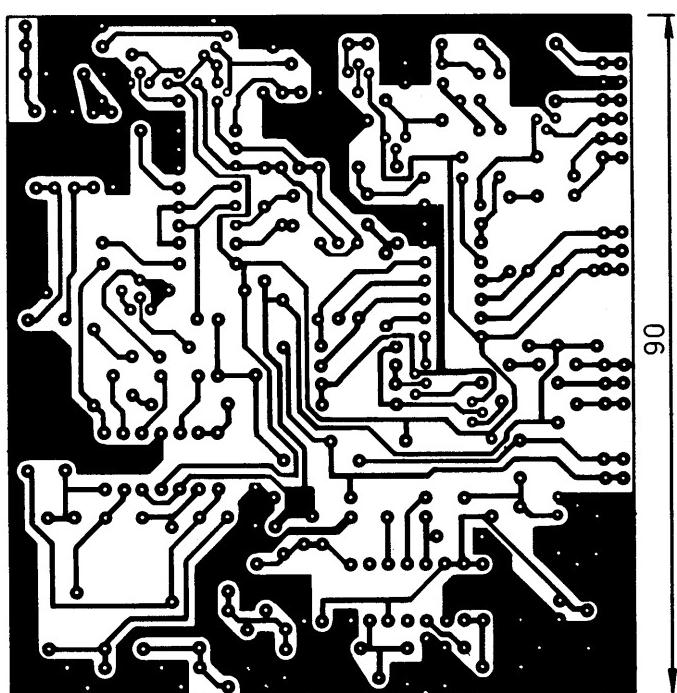
Obr. 50. Zapojení stereofonního dekodéru pro obě normy

Cívky  $L_1$ ,  $L_2$  dekodéru PAL tvoří transformátor s převodem 1:1, který slouží k obracení fáze signálu o  $180^\circ$ . Cívka je umístěna v krytu  $7 \times 7$  mm, má  $2 \times 50$  z drátu o  $\varnothing 0,1$  mm CuL a je navinuta bifiliárně, to znamená dvěma dráty současně. Po osazení desky z obr. 55 přistoupíme k oživování dekodéru PAL:

- Na vývod K připojíme napětí +12 V a vývod L připojíme na zem. Přepínač přepneme do polohy PAL – musí se rozsvítit dioda  $D_2$ ;
- na vývod 1 MBA540 připojíme osciloskop a kondenzátorem  $C_{12}$  otáčíme tak dlouho, než „naskočí“ oscilátor. Poté do stejněho bodu připojíme čítač kmitočtu a oscilátor

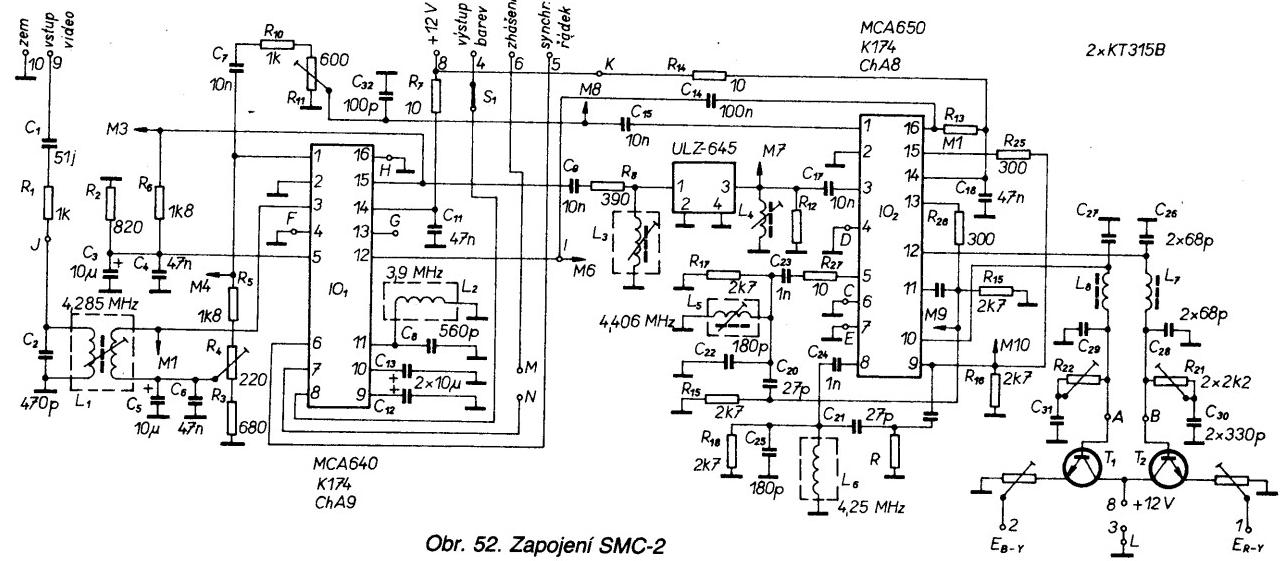
kondenzátorem  $C_{12}$  doladíme na 4,433 MHz. Dodařujeme na maximální amplitudu oscilačního napěti;

- zkонтrolujeme osciloskopem, rozkmitá-li se oscilátor spolehlivě při každém připojení napájecího napěti;
- zkonztrujeme osciloskopem správnost zapojení transformátoru  $L_1$ ,  $L_2$  na vývodech 4 a 6 IO. Signál na vývodu 6 musí být o  $180^\circ$  pootočen proti signálu na vývodu 4 a musí mít maximální amplitudu;
- osciloskopem zkonztrujeme napěti v bozech C a E. Signál v bodě C musí mít amplitudu 1 V a v bodě E amplitudu 0,6 V. Oba signály musí mít vzájemně fázový posuv  $90^\circ$ , který lze nastavit trimrem  $R_8$ .

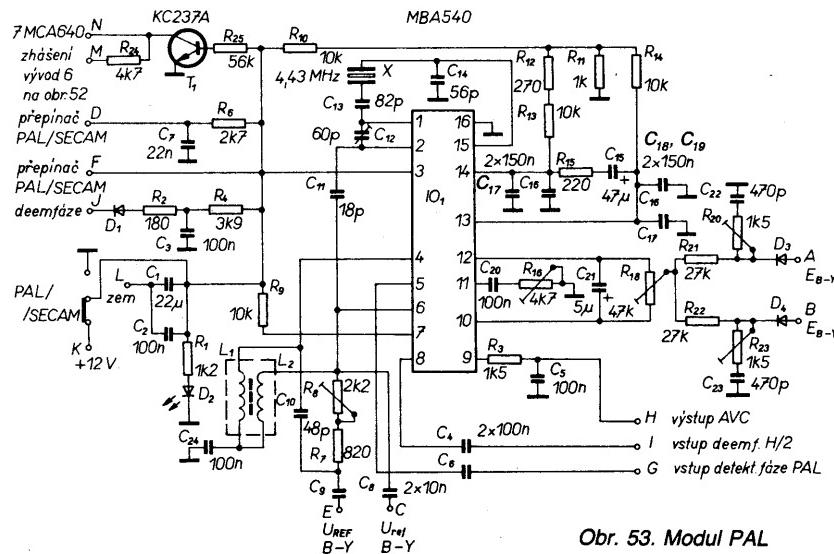


Obr. 51. Deska s plošnými spoji stereofonního dekodéru a rozmístění součástek (X218)  
(místo drátové propojky pod  $R_2$  má být  $R_{51}$ ; vzájemně jsou prohozeny  $R_{14}$  a  $R_{13}$  i  $R_{11}$  a  $R_{12}$ )

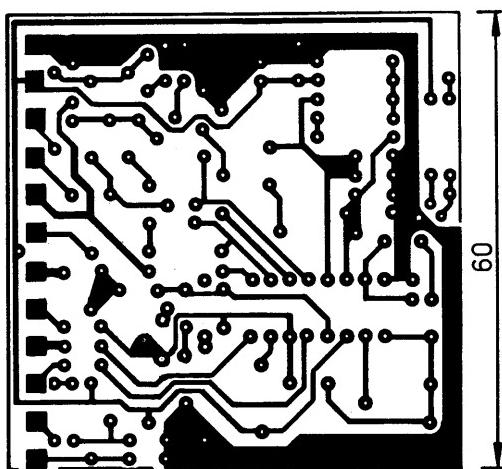
K obr. 50: Rezistory jsou typu TR 212 nebo TR 191. Kondenzátor C<sub>1</sub> je typu TC 215, C<sub>3</sub>, C<sub>9</sub> až C<sub>12</sub> opět TC 215, C<sub>13</sub>, C<sub>14</sub> TE 986, C<sub>15</sub> až C<sub>18</sub> TE 005, C<sub>19</sub> TE 986, C<sub>20</sub> TE 005, C<sub>21</sub> TE 004, C<sub>25</sub>, C<sub>26</sub> TE 003, C<sub>31</sub> TE 005, C<sub>33</sub> TE 004, C<sub>34</sub> TGL 5155, ostatní jsou keramické. Diody D<sub>1</sub> až D<sub>5</sub> jsou typu KAS21, D<sub>6</sub> až D<sub>11</sub> KA206 (KA262), D<sub>12</sub> KZ260/5V6, D<sub>13</sub> červená, D<sub>14</sub> žlutá svitivá dioda; IO<sub>1</sub> A244D, IO<sub>2</sub> B084D, IO<sub>3</sub>, IO<sub>4</sub> MHB4053; tranzistory n-p-n jsou typu KC238B, p-n-p KC308B.



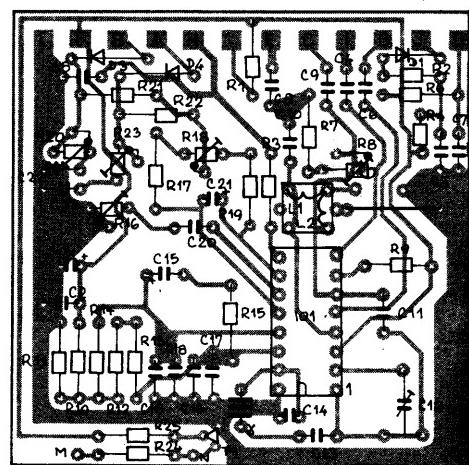
Obr. 52. Zapojení SMC-2



Obr. 53. Modul PAL



Obr. 55. Deska s plošnými spoji dekodéru  
PAL (X219)  
(na desce chybí  $C_{24}$ , ze společného bodu  $L_1$ ,  $L_2$  na zem:  
jsou prohozeny vzdálené body A a B; pro jemnější  
regulaci  $R_{18}$  jsou v leho přiveden rezistory  $R_{19}$ ,  $R_{20}$ , 27 k $\Omega$ ).



barevné pruhы (nebo jiný signál), trimy  $R_{20}$  a  $R_{23}$  se snažíme dosáhnout co nejlepšího obrazu.

#### Možné chyby a způsoby jejich lokalizace

*Obraz je zasynchronizovaný a na barevných pruzích je zřetelný šum – oscilátor není pravidelně zasynchronizován, nebo je vadná cívka  $L_1$  v modulu SMC-2.*

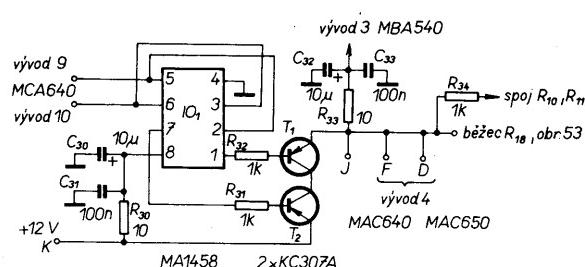
*Na obrazovce je černobílý obraz – vadný IO v dekodéru barev.*

*Obraz má obrácené barvy – vadný generátor 7,8 kHz, kontrolujeme impulsy na vývodu 6 MCA640.*

*Synchronizační impulsy barev jsou zkreslené – vadné IO v dekodéru barev (MCA640, MCA650 při PAL) nebo zkrat mezi vývodem 5 a zemí u MBA540.*

Modul SMC-2 je možné nahradit modulem P z BTVP COLOR 110 ST.

Popis BTVP Color 110 byl uveden v AR/B č. 4 a 5 a 6/1987.



Obr. 54

# Úvod do číslicové a mikropočítacové techniky

František Kyrš, Tomáš Kyrš

(Pokračování)

Uvědomme si ještě, že zápis do výstupního latche A i čtení do ACC jsou s aktivními intervaly činnosti CPU (I/OR, I/OW) zcela synchronní.

Asynchronní přenos v každém případě vyžaduje účelovou úpravu obvodů interface. Zatímco přenos mezi CPU a Interface i nadále může probíhat synchronně, tvoří podstatnou složku přenosu asynchronní komunikace mezi periferií a interface. Vlastní elektronické obvody periferie musí takovou vazbu umožňovat a podporovat.

## Paralelní asynchronní přenos

Zatímco činnost CPU je velmi rychlá, synchronizovaná taktem hodinového signálu, většina reálných periferií (typicky tiskárna, terminálová klávesnice ovládaná operátorem, různé snímače a převodníky analogových nebo vůbec fyzikálních veličin, akční členy...) je již z principu pomalá a tedy neschopná synchronní spolupráce s mikropočítáčem. Aby přesto mohl být zajistěn bezpečný, jednoznačně definovaný řízený přenos informací mezi mikropočítáčem a periferii, je nezbytné vytvořit mechanismus jejich vzájemné komunikace, která musí být vůči činnosti CPU asynchronní. K tomu se dost logicky nabízejí a v praxi užívají především dvě metody, v podstatě velmi blízké, v konečných důsledcích však naprostě odlišné. Obě metody užívají pro řízení komunikace doplňkového, řídícího portu, tvořeného několika řídícími signály, z nichž některé vždy generuje počítač, jiné periferie. Tyto signály vytvářejí na řídícím portu periferie určitou obdobu stavového slova, vyhodnocaného jak na straně mikropočítáče, tak periferie podle přesných pravidel. Důsledkem tohoto testování na straně mikropočítáče je při splnění určitých podmínek vyvolání příslušných podprogramů, řídících celou asynchronní komunikaci.

Zásadní rozdíl mezi oběma zmíněnými metodami spočívá v tom, jakým způsobem je vyhodnocena žádost periferie o komunikaci a jakým způsobem je vyvolán příslušný obslužný program.

Prává metoda přenosu užívá jak pro detekci požadavku na komunikaci, tak pro vyvolání její obsluhy výlučně programových prostředků. Neklade žádné zvláštní nároky na řešení interfaceových obvodů a má i některé přednosti, stejně jako jeden zásadní nedostatek. Tím je nezbytnost mnohdy velmi častého testování nebo dlouhého čekání na požadavek či odpověď periferie. Protože pro testování a vyhodnocení stavového slova na portu řízení komunikace se u této metody využívá pouze programových prostředků (I/O instrukce, bitové manipulace, logické instrukce, čekací smyčky...), nemůže se CPU během čekání na události ani vlastního přenosu zabývat jinou činností. Zatímco v řadě situací to nevadí, v řadě jiných případů může zmíněný mechanismus přivodit nepřijatelné zhoršení propustnosti celého systému. Celý problém vynikne už tehdy, uvážme-li potřebu komunikace s několika peri-

feriemi, kterým přísluší různé stupně priority obsluhy.

Extrémní časové nároky radikálně omezují druhou metodu, založenou na využití systému přerušení CPU. Ve spolupráci se speciálními interfaceovými obvodami je tak vytvářen systém technických i programových prostředků, umožňující praktickou paralelní součinnost běžícího programu a obsluhy komunikace. Odtud vyplývající řádové zvýšení propustnosti systému je největší přednost této metody. Přesto však existují takové požadavky na průběh komunikace, které lze splnit pouze pomocí programového řízení. Příkladem může být potřeba čtení vstupních dat s předstihem, umožňujícím verifikaci jejich platnosti (obor hodnot, chybový znak, parita...) nebo kontrolu rozsahu informačního bloku (koncový znak) před jejich skutečným podmíněným převzetím.

Protože každá z obou metod má pro konkrétní aplikace jak přednosti, tak nedostatky, nelze jednoznačně preferovat žádnou. Užívá se obou, často ve vzájemné součinnosti. Jednotlivé varianty řešení asynchronního přenosu vždy vyžadují odpovídající strukturu interfaceových obvodů, především řídícího bloku. Ta také závisí na konkrétním typu periferie, které jsou z důvodu unifikace vybavovány vždy některým ze standardních typů rozhraní (např. Centronics, IRPR u tiskáren). Pro zachování přehlednosti budeme v dalších příkladech užívat pouze stylizovaných řešení s minimálním možným počtem signálů pro řízení komunikace.

Shrnutu, společným rysem všech metod asynchronního přenosu dat je systém řízení komunikace mezi počítačem a periferií, pracujícími s různou rychlosťí. Zdrojem dat může být (podle směru přenosu) jak počítač, tak periferie. Periferie přitom může být schopna poskytovat nebo naopak akceptovat přenášená data i zcela nepravidelně, z hlediska počítače náhodně. Interfaceové, vazební obvody mezi počítačem a periferií pomáhají zajistit synchronizaci přenášených dat s činností počítače. Způsob, jakým je požadavek na přenos dat detekován a ošetřeno jeho provedení, je charakteristický pro tu kterou metodu.

Základní princip nejlépe osvětlí ukázka možného řešení přenosu, řízeného s využitím programových prostředků.

### Asynchronní komunikace s programovým řízením

Obvodová struktura vhodného zapojení interfaceového obvodu v zásadě odpovídá upravenému zapojení z obr. 86. Pro asynchronní přenos musí být obvod doplněn registrém řídícího portu C, přes který se uskutečňuje komunikace řídících signálů přenosu mezi CPU a periferií. Na obr. 87 uvažujeme minimální počet těchto řídících signálů, tj. dva pro každý port. Jeden signál slouží jako řídící signál, vydávaný zdrojem (SC — Source Control), druhý příjemcem přenášených

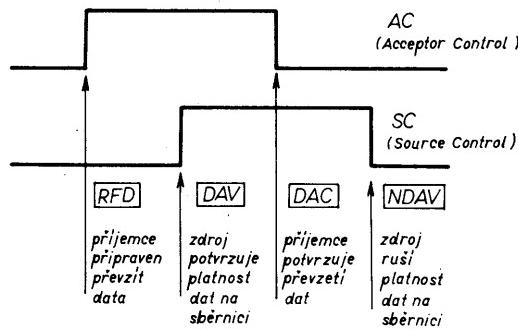
dat (AC — Acceptor Control). Tyto signály, na obr. 86 zakreslené čárkovaně, podmiňují sekvenci přenosu dat mezi CPU a periferií. Z možných kombinací úrovní obou signálů lze rozlišit čtyři stavy, z nichž se skládá celý přenos. Označíme si je pracovními názvy.

Podmínkou zahájení přenosu je to, že příjemce hlásí stavem RFD (Ready For Data) svou připravenost převzít data. Vyhodnocením tohoto stavu na straně zdroje lze zajistit vyslání dat na port a potvrzení jejich platnosti stavem DAV (Data Valid). Na to příjemce reaguje převzetím dat a jeho potvrzením stavem DAC (Data Accepted). To opět vyhodnotí zdroj jako ukončení přenosu a potvrdí stavem NDAV (Not Data Valid). Po zpracování dat může příjemce inicializovat další přenosový cyklus.

Cinnost nyní můžeme sledovat na obr. 86 i 87. Nejprve výstup dat z CPU. Periferie oznamuje zdroji nastavením AC=H při SC=L svou připravenost k příjmu dat. Řídící signály přenosu jsou přenášeny přes doplňující řídící port C. Programovým vyhodnocením tohoto stavu řídících signálů je zajištěno vyslání datového bytu na sběrnici CPU a jeho okamžité přepsání do výstupního latche A strobovacím řídícím signálem I/OW instrukce OUT. Zápis je potvrzen nastavením bitu SC=H. Příjemce, tedy periferie, reaguje na nastavení bitu SC přepisem obsahu latche A (např. znaku ASCII) do vlastního vstupního registru, což vzhledem k potvrzení nulováním bitu AC=L. Na to CPU nulováním bitu SC=L potvrdí periferii ukončení přenosu. Jakmile periferie dokončí zpracování znaku, může opět hlásit svoji připravenost a celý cyklus se opakuje.

Při vstupu dat z periferie je příjemcem akumulátor CPU. Proto žádost o data potvrzením připravenosti k příjmu AC=H na druhé dvojici řídících signálů portu C nyní vydává mikropočítáč. Periferie reaguje vysláním datového bytu na port B, tj. vstupy 3 stavového budiče, platnost dat potvrzuje nastavením SC=H. Mikropočítáč po vyhodnocení aktivuje instrukcí IN signál I/OR, kterým data přepíše do ACC, převzetí potvrzuje nulováním AC=L. Po testu tohoto signálu periferie ukončuje přenos, ruší platnost dat nulováním SC=L.

Popsaný způsob asynchronního přenosu je tedy, shrnutu, řízen dvěma rozdružujícími signály mezi zdrojem a příjemcem dat, kteří spolu „konverzují“ způsobem zpráva — odpověď a tak si vzájemně předávají řízení jednotlivých stavů přenosového cyklu. Přednost této metody lze vidět především na straně řízení vstupů, protože umožňuje test čteného znaku (koncový, chybový, parita...) ještě před potvrzením jeho příjmu. Typickou charakteristikou obvodu interface tohoto typu je, jak ostatně vyplývá i ze zapojení na obr. 86, jednoduše hradlováný přístup vstup-



Obr. 87. Princip řízení asynchronní komunikace odpovídajícími si řídicími signály příjemce (AC) a zdroje (SC) dat

ních dat na datovou sběrnici mikropočítače (bez vstupního latches), tedy i bez potřeby potvrzení ze strany příjemce. To může být vydáno kdykoli po programové verifikaci znaku.

Při realizaci odpovídajícího interface lze využít se zcela běžnými obvody z univerzální stavebnice (hradla, adresový dekódér, buffer/driver, latch). Z praktických důvodů (omezení počtu typů IO na desce a úspora místa, funkční modifikovatelnost nebo programovatelnost) se však užívá především specializovaných (např. 3212) nebo programovatelných (např. 8255 v módu 0) obvodů IO. Obou uvedených typů si nyní všimneme blíže. Jednak proto, že jsou představitelem dvou typických řad doplňkových obvodů, užívaných v mikropočítačové technice širokou měrou, jednak pro další potřebu při rozboru principů asynchronního přenosu.

#### Speciální obvody pro paralelní přenos

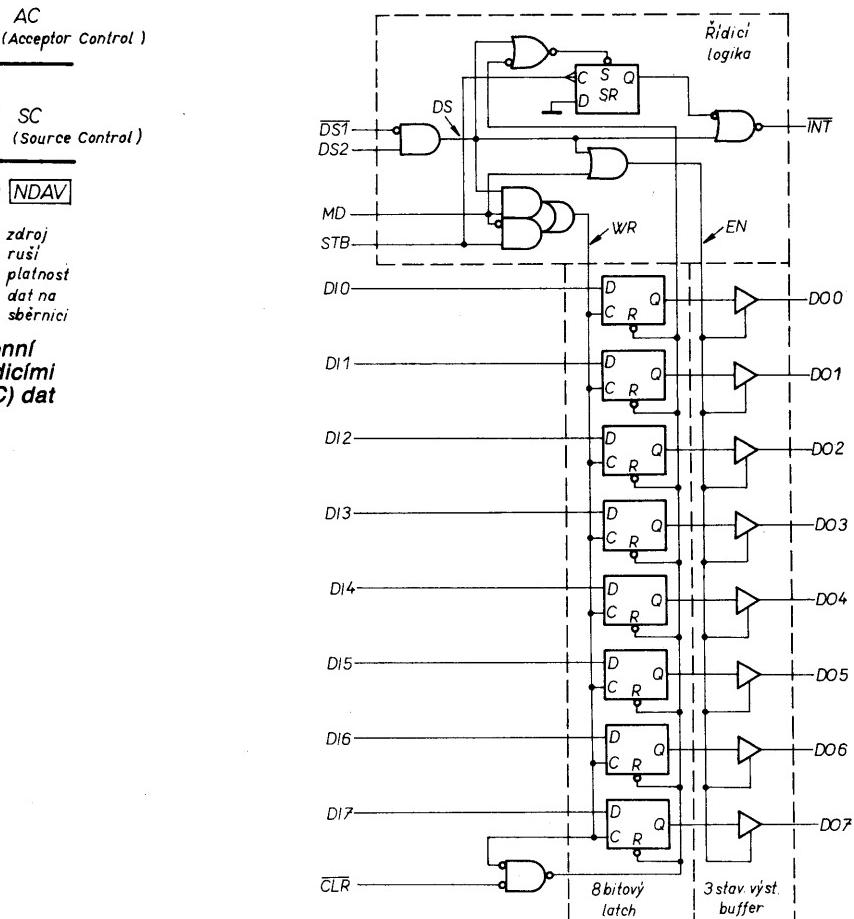
Funkční struktura obvodu 3212/8212 představuje specializovaný, přesto však víceúčelový I/O obvod, využívaný v nejrůznějších aplikacích, nejčastěji jako výkonový 8bitový třístavový budič nebo latch. Obvod je však především řešen jako paralelní interface pro mikroprocesorové stavebnice s CPU 8080 a pro bipolární „řidičí“ rezovou stavebnici (3001 – řadič mikroprogramu, 3002 – procesorový řez, 3003 – generátor zrychleného pfenosu). Z té pocházejí ostatně i již diskutovaný řadič přerušení 3214, dekódér 3205 a obousměrné budiče sběrnic 3216, 3226.

Obvod 3212 se vzhledem k dostupnosti stále velmi často užívá zvláště v amatérských konstrukcích, ne vždy však optimálním způsobem. Důvodem bude i to, že jeho funkce, závislá na vnějším ošetření a využití řídicích signálů, není vždy na první pohled patrná a dostupné katalogové údaje jsou nepostačující. Vzhledem k tomu, že je v každém katalogu k dispozici funkční schéma, můžeme si analýzu obvodové funkce provést sami. Tak lze upřesnit údaje, v katalogách bud' vůbec ne, nebo nedostatečně a někdy i chybě uváděné. Obdobně lze postupovat i u dalších obvodů.

Schéma 3212 na obr. 88 je pro ilustraci nakresleno stejně jako v katalogu Intel, ve formě s účelovým zobrazením aktivních logických úrovní, diskutované např. v souvislosti s obr. 3. Vidíme, že obvod se skládá ze tří základních bloků:

– 8bitového latches (střadače, průchozího registru),

– 8bitového třístavového výstupního bufferu /driveru,



Obr. 88. Vnitřní schéma univerzálního obvodu I/O 3212;

významy signálů:  $DS_1$ ,  $DS_2$  – selekt obvodu,  $MD$  – volba módu,  $STB$  – zápis a strobing dat ve vstupním módu,  $CLR$  – nulování latches a nastavení příznakového klopného obvodu,  $INT$  – výstup žádosti o přerušení

$$WR_{IN} = DS.0 + STB.1 = STB \\ EN_{IN} = DS + 0 = DS = \overline{DS}_1.DS_2$$

zjišťujeme, že v tomto módu se činnost obvodu ovládá signály STB a DS:

- při  $STB=H$  je vstupní latch průchozí, s hranou  $STB \rightarrow L$  dochází k zápisu dat,
- 3stavový buffer obvodu je aktivní při  $DS_1.DS_2 = H$ .

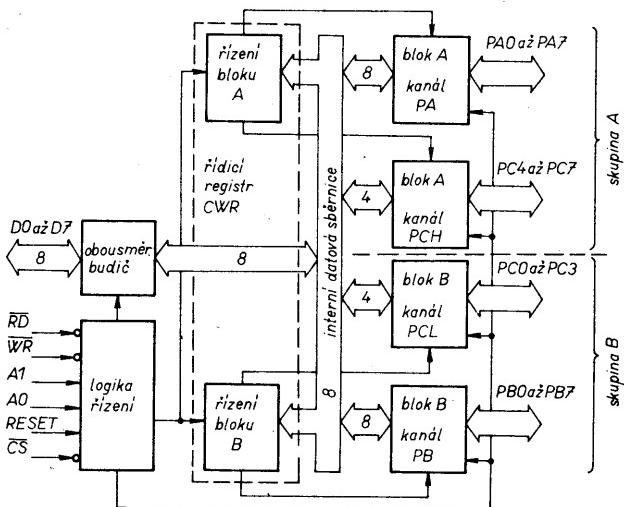
Obdobně pro výstupní režim ( $MD = 1$ )

$$WR_{OUT} = DS.1 + STB.0 = \overline{DS}_1.DS_2 \\ EN_{OUT} = DS + 1 = 1$$

vypadává, že řízení nyní závisí pouze na jediném signálu, přesněji součinu  $DS_1.DS_2$ . Při  $DS=H$  je obvod průchozí, s hranou  $DS \rightarrow L$  jsou data latchována. Ve výstupním módu jsou výstupy 3212 trvale aktivní, do třetího stavu nemohou být uvedeny.

Vstup  $CLR$  umožňuje asynchronní nulování latches, avšak pouze tehdy, je-li interní signál  $WR = L$ . Přitom současně dochází k nastavení výstupu příznakového obvodu  $Q_{SR}=H$  do pasivního stavu. Bud' příznakový obvod SR, nebo signál DS mohou prostřednictvím ovládání hradla „NOR“ generovat signál přerušení, který má v aktivním stavu úroveň  $INT = L$  a může být efektivně využit k ovládání přerušovacího systému mikropočítače, ale i v jiných aplikacích.

Souhrnnou definici shora odvozených stavů zpřehledňuje následující tabulka



Obr. 89. Blokové schéma programovatelného paralelního interface 8255.

a je specifikován tak, aby pokryly prakticky všechny možné požadavky paralelního přenosu, řízeného programově i s využitím přerušení, a probíhajícího po odělených, nebo obousměrné sběrnici periferie.

V módu 0 mohou být jak oba 8bitové porty A, B, tak 4bitové porty C<sub>H</sub>, C<sub>L</sub> programovány zcela nezávisle jako jednoduché vstupy nebo výstupy – je proto možné naprogramovat celkem  $2^4 = 16$  různých kombinací vstupů/výstupů a také je využit. Přitom vstupy vždy pracují jako běžný buffer, výstupy jsou latchovány. Tento mód je tedy vhodný jak pro synchronní, tak asynchronní přenos dat s programovým řízením, který jsme si již, včetně rozdělení portů na A, B, C, popsali na obr. 86. Přístup k jednotlivým portům ze strany CPU je velmi jednoduchý. Je určen instrukcí IN/OUT a jí odpovídající adresou příslušného portu, která po dekódování ovládá adresové vstupy A0, A1.

Mód 1 především umožňuje efektivní řízení asynchronního přenosu s využitím přerušení probíhajícího programu. Funkce 8255 v tomto módě je obdobou funkce 3212 s využitím příslušných řídicích signálů a výstupu žádosti o interrupt INT. Zvláště v tomto módě vyniká účelnost rozdělení portu C na dvě poloviny. V každé skupině jsou vždy pevně vyhrazeny tři bity pro řízení komunikace, vázané na hardwarovou logiku řízení přenosu.

Ve vstupním módu to jsou bity: vstupní signál STB (Strobe Input), zajišťující zápis vstupních dat do latche 8255, výstupní signál IBF (Input Buffer Full), tvořený výstupem klopného obvodu, jehož překlopení zápis potvrzuje a konečně výstupní signál INTR (Interrupt Request), který může být aktualizován po zápisu dat do vstupního latche pouze tehdy, když je povoleno přerušení programovým nastavením podmínkového klopného obvodu INTE, tvořícího v módě 1 součást příslušného portu.

Obdobně ve výstupním módu představují zmíněné tři bity signálů OBF (Output Buffer Full), kterým se indikuje zápis dat od CPU, ACK (Acknowledge Input) je vstupní signál, kterým periferie potvrzuje převzetí dat a konečně signál žádosti o interrupt INTR, který po zpracování systémem přerušení stimuluje vyslání dalších dat na výstupní port. I zde je však uplatnění výstupu INTR vázáné na nastavení podmínkového obvodu INTE.

I v módu 1 mohou být porty A, B programovány zcela nezávisle buď jako vstup, nebo výstup. Tohoto módu si ještě všimneme podrobněji za pomocí časových diagramů.

Mód 2 se výhodně uplatní při potřebě komunikace po obousměrné paralelní datové sběrnici. Jako obousměrný, vždy latchovaný I/O port se v tomto případě využívá pouze port A, řídicí funkce je přiřazena pěti bitům portu C. Z podobnosti s módem 1, ve kterém se rovněž užívá latchování vstupů i výstupů, vyplývá i shoda významu řídicích signálů. Jsou jimi STB a IBF pro stupní, OBF a ACK pro výstupní operace. Výstupní signál žádosti INTR, podmíněný vždy nastavením příslušného podmínkového klopného obvodu INTE, je pro obě I/O funkce společný.

Popišme si ještě způsob programového nastavení módů (0, 1, 2) a režimu (IN/OUT) jednotlivých portů. Po uplatnění signálu RESET jsou všechny porty, tj.  $3 \times 8 = 24$  špiček I/O nastaveny jako vstupy, čímž se mj. zabrání nežádoucímu střetu výstupů 8255 a periferie. Pokud nedojde k další inicializaci, obvod ve vstupním režimu se trvá, čehož se mnohdy dá využít. Lhostejno když však lze, i opakovaně v průběhu programu, funkci obvodu změnit.

MD	STB	DS	MÓD	FUNKCE
L	X	L	vstupní	pasivní výstup (3.stav)
L	H	H		buffer, aktivní výstup
L	H	LL		zápis do latche, výstup 3.stav
L	L	H		přenos dat z latche na výstup
H	X	H	výstupní	buffer, aktivní výstup
H	X	H-L		zápis do latche, aktivní výstup
H	X	L		přenos dat z latche na výstup

Obdobným způsobem můžeme odvodit tabulku pro výstup příznakového obvodu Q<sub>SR</sub> a signál INT. Přitom poznáváme, že tyto funkce jsou nezávislé na módu činnosti.

CLR	DS	STB	Q <sub>SR</sub>	INT
L	L	L	H	H
X	H	X	H	L
H	L	L	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>
H	L	H	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>
H	L	H-L	L	L

V tabulce X = libovolný stav včetně dynamických změn,  
Q<sub>n</sub> = nezměněná, původní logická úroveň na výstupu obvodu Q<sub>SR</sub>.

Z druhé tabulky vidíme, že výstup INT může z pasivního stavu H přejít do aktivního H-L pouze za dvou podmínek:

- buď přímo nastavením D<sub>S1</sub>.D<sub>S2</sub> = H, tj. při aktivaci bufferu ve vstupním, nebo latche ve výstupním módu,
- nebo přes příznakový klopný obvod SR jako odezva na zápis dat ve vstupním módu impulsem H-L na vstupu STB, je-li současně DS=L.

Impuls INT přechodem H-L v každém případě indikuje buď žádost, nebo potvrzení přenosu nových dat přes 3212. Dominantní role v praxi přísluší signálu STB.

Využití obvodu 3212 jako asynchronního I/O interface, orientovaného na systém přerušení CPU, si ukážeme později. I přes účelné řešení specializovaných obvodů typu 3212 praxe brzo ukázala řadu omezení, která jejich aplikace přináší. Hlavním nedostatkem je nemožnost měnit jejich funkci, směr přenosu na konkrétně realizované kartě s plošnými spoji. Obvod může pracovat pouze v jednom módu, buď vstupním, nebo výstupním, jak to odpovídá přiřazení jeho portů DI 0...7, DO 0...7. Každá aplikace ovšem vyžaduje zcela jiné množství a konfiguraci interfacových obvodů. To by v praxi znamenalo osazovat kartu jednodeskového

mikropočítače nebo desku I/O obvodů neúnosně velkým počtem těchto obvodů, aby byla možná modifikace pro konkrétní počty periferii, typy a normy přenosů. Proto se dnes téměř výhradně pro paralelní přenos užívají programovatelných I/O obvodů, jejichž typickým představitelem je 8255. Patří opět po celé skupině programovatelných unipolárních doplňkových obvodů z řady MCS 80. Při analýze funkce 8255 je výhodné vycházet ze znatelnosti funkce a aplikačních nedostatků obvodu 3212.

Blokové schéma obvodu 8255/8255A je na obr. 89. Komunikace s CPU probíhá prostřednictvím systémové sběrnice. Na databus je obvod vázán pomocí interního obousměrného třistavového budiče. Veškeré interní datové komunikace uvnitř 8255 probíhají izolovaně, po opět obousměrné, interní datové sběrnici, pod kontrolou řídicí logiky. Ta také ovládá selekt obvodu, adresaci funkčního bloku, základní nastavení signálem RESET, zápis řídicích slov a čtení/zápis dat.

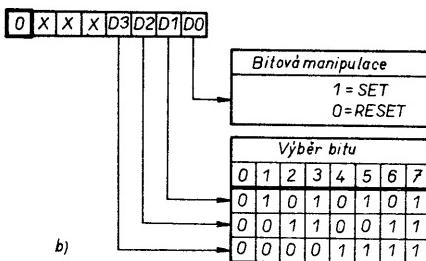
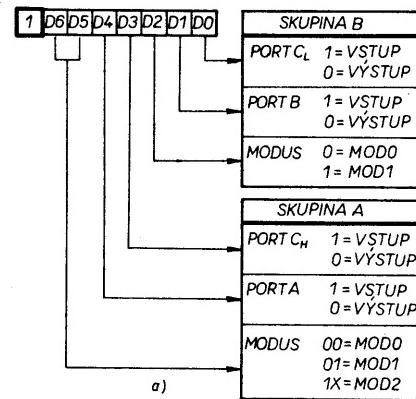
Vlastní funkční jednotka se skládá ze tří portů. Z nich dva tvoří 8bitové porty A, B, třetí port C je rozdělen na dvě 4bitové poloviny. Horní z nich, PC<sub>H(4...7)</sub>, přísluší v modech 1 a 2 k portu A, dolní PC<sub>L(0...3)</sub> k portu B. Vytvářejí tak z funkčního hlediska a z hlediska programování dvě oddělené skupiny, viz obr. 89. Rozdělení portu C do dvou částí vyplývá především z jeho funkce při řízení asynchronního přenosu dat po obou 8bitových portech A, B.

Charakteristickým rysem všech obvodů řady 825X je jejich programovatelnost. Všechny vždy obsahují ve své struktuře řídicí CWR (Control Word Register), do kterého se před zahájením činnosti nebo i v jejím průběhu nahraje jedno nebo několik řídicích slov, prostřednictvím nichž je obvod naprogramován, nastaven do té které požadované funkce. Z toho vyplývá mimořádné rozšíření možnosti využití a okamžité flexibilitu, v případě 8255 I/O funkcí.

U obvodu 8255 můžeme registr CWR chápat jako rozdělený do dvou částí, z nichž jedna přísluší skupině A, druhá skupině B. Při programování portu A nebo B tak lze vždy současně programovat i odpovídající polovinu portu C. Na rozdíl od jiných obvodů je do registru CWR možno pouze zapisovat, instrukce odpovídající čtení jeho statusu je označena jako ilegální.

Řídicí logika může prostřednictvím dvou bitů A0, A1 adresovat  $2^2 = 4$  funkční bloky. Jsou jimi řídicí registr CWR a porty A, B, C. Na rozdíl od CWR musí být pochopitelně možné do portů nejen data zapisovat, ale také číst jejich obsah.

Obvod 8255 může pracovat celkem ve třech různých modech, 0, 1 a 2. Jsou vybrá-



Obr. 90. Kódování řídicích slov obvodu 8255; a) řídicí slovo pro volbu pracovního módu (0, 1, 2) a režimu (IN/OUT) jednotlivých portů, b) řídicí slovo programového ovládání jednotlivých bitů portu C

Nastavení módu (0, 1, 2 pro skupinu A a 0, 1 pro skupinu B) a režimu IN/OUT jednotlivých portů v módě Q, včetně zbyvajících, pro řízení nevyužitých bitů portu C v módech 1 a 2, se uskutečňuje velmi jednoduše, vysláním vhodného řídicího slova na adresu řídicího registru CWR. Obsah tohoto slova se určuje podle tabulky na obr. 90a. Tak například, požadujeme-li 8255 konfigurovat do módu 0 s porty A = OUT, C<sub>H</sub> = IN, B = IN, C<sub>L</sub> = OUT, postačí do CWR vyslat byte 8A H = 1000 1010 B. Obě skupiny A, B mohou být současně naprogramovány do odlišných módů činnosti, např. skupina A do módu 1, skupina B do módu 0, nebo zcela jinak! Charakteristickým rysem tohoto typu řídicího slova je, že jeho nejvyšší bit má vždy úroveň b<sub>7</sub> = H. Tím se odlišuje od druhého typu řídicího slova, které naopak musí mít vždy b<sub>7</sub> = L.

Toto řídicí slovo slouží k programovému ovládání bitové manipulací na portu C, viz obr. 90b. Umožňuje nastavování, nebo naopak nulování jeho jednotlivých bitů. Vedle toho, že tak lze velmi efektivně ovládat aktivitu nebo výběr jednoduchých akčních členů, umožňuje toto řídicí slovo nastavovat i nulovat již zmíněné podmínkové klopné obvody INTE v módech 1 a 2, využívajících technické realizace handshakingu a tak podmiňovat (povolovat nebo zakazovat) uplatnění žá-

dosti o přerušení INTR. Je vhodné také upozornit, že v těchto módech lze běžným čtením portu C testovat status periferie a podle něj řídit průběh programu. Není například bezpodmínečně nutné zapojení žádostí INTR přímo na přerušovací systém mikropočítače. Aktivace přerušení může být nahrazena čtením portu C a programovým vyhodnocením stavu bitu INTR, samozřejmě že s příslušným zhoršením propustnosti systému.

### Asynchronní komunikace s využitím přerušení

V této kapitole se vracíme k druhé variantě asynchronního přenosu, založené na využití technických prostředků speciálních periferických obvodů a systému přerušení. Budeme uvažovat aplikace obvodů 3212 a 8255. Připomeňme si ještě, že nyní pracuje jako latch nejen výstupní, ale i vstupní port.

### Vstupní/výstupní porty s obvodem 3212

Obr. 91a postihuje zapojení 3212 ve vstupním módu, tedy jako interface vstupního portu mikropočítače. Data z periferie jsou přiváděna na vstupy DI 0...7, vstupní mód je definován úrovní MD = L. Sestupnou hranou vzorkovacího impulsu STB → L, vydávaného od zdroje dat, tedy periferie, jako signál data platná, se data zapíší do vstupního latche 3212. Tím je současně nulován i přiznakový klopný obvod SR a tak generovaný signál INT → L, zaváděný jako žádost o přerušení do mikropočítače. Po identifikaci priority žádajícího portu je běžným mechanismem přerušení aktivována odpovídající obslužná rutina, která adresováním tohoto portu instrukcí IN A ← (adr) nastaví jeho selekt DS1.DS2 = H a tím zajistí přepis dat z výstupu 3212 přes datovou sběrnici mikropočítače do akumulátoru CPU. V okamžiku náběžné hrany selekt impulušu DS → H dochází přes asynchronní vstup S k nastavení přiznakového obvodu zpět do pasivního režimu (Q<sub>SR</sub> = H), výstup INT však stále setrvává v aktivní úrovni L. Tepře po ukončení instrukce IN přechází společně se zrušením selektu DS → L do pasivního stavu i výstup INT → H. Potom už může periferie znova vyslat další data.

Opačný příklad, využití 3212 jako interface pro výstup dat, znázorňuje obr. 91b. Ve výstupním módu ovládá zápis dat pouze signál DS, výstupy 3212 jsou trvale aktívni. Pro ovládání přiznakového klopného obvodu SR lze ještě využít strobovacího výstupu STB. Předpokládejme, že periferie požádá o data hranou STB → L. Tím je přes hodinový výstup nulován přiznak Q<sub>SR</sub> a současně generován požadavek INT → L. Obsluha přerušení vyzvolá vedle vyslání znaku instrukcí OUT A → (adr) současně i selekt portu aktivací jeho výstupu DSTDS2. S ukončením instrukce jsou data přepsána do latche a tím na výstupech DO 0...7 dostupná pro periferii. Přitom je s hranou DS → H přes výstup S znova nastaven výstup Q<sub>SR</sub> → H, proto s odadre-

sováním portu, s hranou DS → L přechází výstup INT okamžitě do pasivní úrovně H. Vyslání dalších dat do latche 3212 zajistí obslužná rutina znova až jako odezvu přerušovacího systému na žádost periferie impulsem STB.

Při porovnání obou hořejších řešení s původní představou o řízení přenosu na principu handshakingu, viz obr. 87, shledáváme, že v případě vstupního portu fakticky postrádáme signál žádosti příjemce o data, u výstupního portu naopak potvrzení platnosti vysílaných dat ze strany jejich zdroje. Tyto signály by ovšem byly generovány zbytečně, protože mohou být v obou případech nahrazeny vyhodnocením ukončení aktivity žádosti o přerušení, tj. týlové hraně INT → H, viz čárkování. Všimněme si ale zvláštního případu, který nastává při vyslání prvého znaku, tj. tehdy, kdy výstup INT obvodu 3212 ještě nemohl být aktivován – vyslání tohoto znaku musí být stimulováno programovými prostředky.

### Vstupní/výstupní porty s obvodem 8255A

Při popisu obvodu 8255A jsme si mj. definovali mód 1, ve kterém jsou určité bity portu C přiřazeny vstupům/výstupům interní hardwarové struktury, řídící handshake asynchronní korespondence. Toto řízení je tedy z vnějšího pohledu záležitostí signálů STB, IBF ve vstupním OBF, ACK ve výstupním režimu.

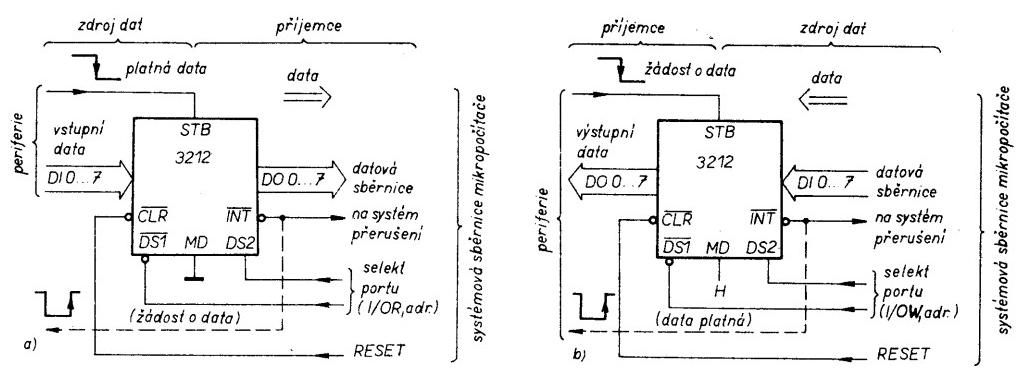
Předpokládejme, že obvod 8255A je přisluným řídicím slovem nastaven do módu 1, s porty A jako výstupním a B jako vstupním.

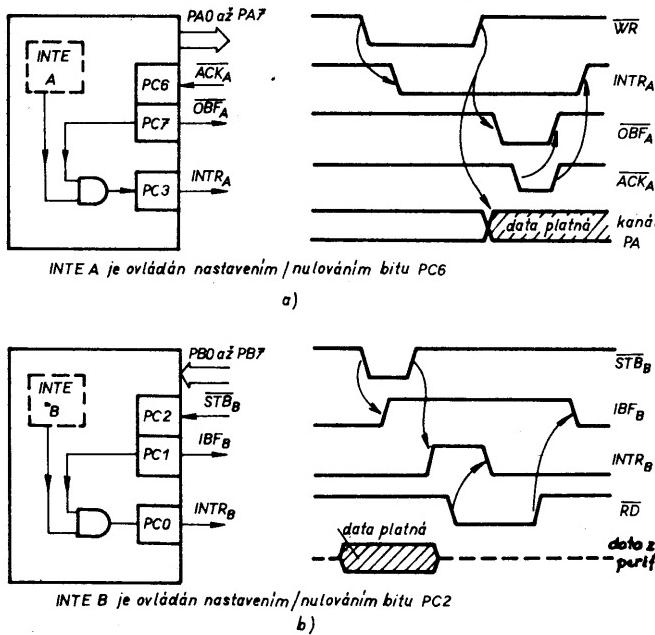
Na obr. 92a je znázorněn časový diagram průběhu přenosu výstupního portu. Vyjděme ze stavu, kdy jsou instrukcí OUT vysílána data na adresovaný port A. Týlovou hranou strobovacího impulsu zápisu WR → H jsou data přepsána do výstupního latche portu, což potvrzuje přechod řídícího signálu OBF → L. Vyslání dat mohlo být způsobeno buď výlučně programovou cestou, nebo jako odezva na žádost periferie. V tom případě dochází, s nepatrným zpožděním, již při aktivaci čelné hrany WR → L ke zrušení požadavku na přerušení INT, jehož nulování. Přenos již dále probíhá automaticky a CPU se může zabývat původní činností.

Signál potvrzení platnosti dat na portu A zůstává aktivní (OBF = L) až do potvrzení jejich převzetí periférií přechodem ACK → L.

Elektronika vlastní periferie musí být uspřádána nebo upravena tak, aby reagovala na přechod OBF → L, tj. naplnění vlastního latche interface A převzetím jeho obsahu, což následně musí potvrdit nastavením výstupu interface ACK<sub>A</sub> = L. Pak bude automaticky nastaveno OBF<sub>A</sub> = H, protože data na výstupu latche A již nejsou aktuální. Je-li programově nastaven interní klopný obvod INTE<sub>A</sub>, pak stačí, aby periferie opět nastavila ACK = L, čímž stimuluje vznik impulsu

Obr. 91. Využití obvodu 3212 pro asynchronní přenos (paralelní) s přerušením; a) vstupní, b) výstupní port





Obr. 92. Asynchronní vstup/výstup dat s obvodem 8255 v módu 1; a) strobovaný výstup dat na portu PA, b) strobovaný vstup dat na portu PB

INTR<sub>A</sub> → H. Ten lze použít jako žádost o přerušení zapojením na vstup příslušné přerušovací úrovni prioritního řadiče přerušení (3214 nebo 8259). Tak může být vyvolán mechanismus vyslání dalšího znaku.

Casovou posloupnost průběhu čtení dat ze vstupního portu popisuje obr. 92b. V módu 1 je jako latch usporádán i vstupní obvod B. Data se do něj zapisují z periferie čelní hranou strobovacího impulu STB<sub>B</sub> → L, provedení je potvrzeno interfaceovým obvodem nastavením IBF = H. Klopny obvod IBF<sub>B</sub> v tomto stavu setravá až do výskytu týlové hrany čtečího impulu RD. Od týlové hrany strobovacího impulu je odvozen impuls INTR<sub>B</sub> = H, využitelný opět jako žádost o přerušení běžícího programu. Tako aktivovaná obsluha vyvolá čtení znaku ze vstupního latches portu B do akumulátora CPU. Tím je automaticky zrušena vlastní žádost o přerušení, týlová hrana RD pak překlápe IBF<sub>B</sub> → L a strobovací impuls může zapsat další znak do latches vstupního portu.

Aktivaci nebo blokování handshakingu umožňuje ovládání aktivity signálů INTR nastavením nebo nulováním interních bitů INTE<sub>A</sub>, INTE<sub>B</sub>.

#### Sériový přenos dat

Tento způsob, nebo lépe řečeno způsoby přenosu dat se vzhledem k požadavkům praxe uplatňují stále více. Je to logické a nejvíce markantní při přenosech na velké vzdálenosti. Tehdy je paralelní přenos (např. v 8bitové šíři) nepřijatelný nejen z ekonomických, ale i technických důvodů. Je např. nutné zajistit dostatečnou imunitu přenosu vůči rušení zvětšením šumové immunity vhodnými energetickými pomery na přenosové trase, omezením přenosové rychlosti, zabezpečením přenosu atd. Stačí uvážit, jaké problémy přináší přenos běžných paralelních signálů, jak je známe ze systémových sběrnic, na vzdálenosti několika desítek cm. Sériový přenos je z hlediska ceny přenosového vedení, nákladu na obvodovou realizaci i přenosové rychlosti ve většině případů vhodným kompromisním řešením.

Tak jednoduché to však zase není. Uvedeným způsobem lze zajistit pouze užitečný obsah znaku, ne však jeho identifikaci v rámci přenášeného datového bloku. K tomu se využívá řady metod, nejužívanějšími jsou asynchronní a synchronní datový formát.

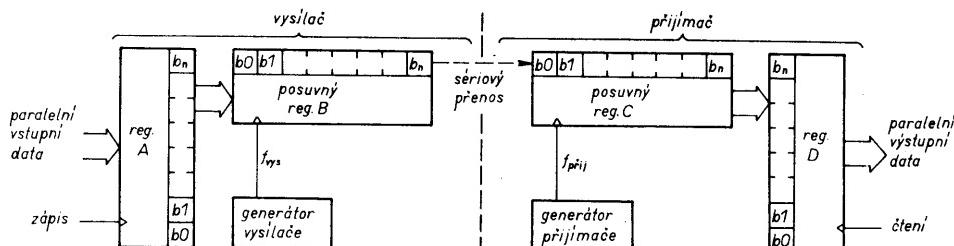
Asynchronní sériový přenos má název odvozen podle toho, že umožnuje, aby byl řízen ne zcela shodnými hodinovými impulsy na straně vysílačiho a přijímacího posuvného registru, obr. 93. Poměrný rozdíl hodinových kmitočtů se podle formátu a zabezpečení znaku může pohybovat v rozsahu  $\Delta \approx 5\%$ .

Každý přenášený znak (byte) je na vysílací straně automaticky doplňován tzv. start bitem, volitelným paritním bitem (llichá, sudá, žádná) a stop bity (1, 1,5, 2), viz obr. 94a. Tyto z hlediska datového obsahu redundantní byty uvozuji, kontrolují a ukončují každý vysílaný znak. Jednotlivé znaky mohou být vysílány těsně za sebou, nebo mezi nimi mohou být libovolně dlouhé mezeřy se stejnou úrovní, jakou má stop bit. Všechny přenášené byty mají konstantní dobu trvání, odvozenou kmitočtovým dělením od generátoru hodinového kmitočtu vysílače. Odtud přímo vyplývá i přenosová rychlosť (Baude).

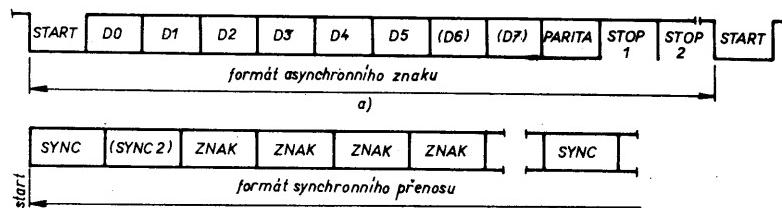
Protože hodinový kmitočet na přijímací straně může být značně odlišný, je zajišťována počáteční, jednorázová synchronizace přenosu na přijímací straně. U každého přijímaného znaku je hodinovým signálem přijímacího generátoru testována střední poloha jeho startu.

Start bit lze vždy identifikovat přechodem úrovně H → L. K tomu dochází buď z klidového stavu, nebo s ukončením posledního stop bitu předešlého znaku. Odtud je odstartován bitový čítač, vzorkující platné logické úrovně jednotlivých bitů v ekvidistantních časových intervalech. Tím je vyloučeno, aby se chyba asynchronního vzorkování uplatnila.

Hlavním nedostatkem asynchronního přenosu je relativně malá efektivní přenosová rychlosť, vyplývající ze značného počtu redundantních bitů v každém přenášeném znaku. To do určité míry potlačuje metodu synchronního přenosu, u které se již nesynchronizují jednotlivé znaky, ale pouze skupiny.



Obr. 93. Princip sériového přenosu dat



Obr. 94. Asynchronní a synchronní přenos využívají odlišných způsobů kódování a synchronizace přenášených znaků

ny znaků, datové bloky. Na počátku bloku je volitelně vysílán jeden nebo dva speciální synchronizační znaky SYNC, pak již následuje celý datový blok, obr. 94b. Pokud nejsou vysílána další data v těsném sledu, jsou namísto nich do sériové posloupnosti pro udržení synchronizace automaticky vkládány další znaky SYNC. Při tomto druhu přenosu již samozřejmě musí být hodinové kmitočty na vysílací straně shodné, synchronní. Doba trvání přenášeného bitu musí přesně odpovídат taktu hodinového signálu. Zajistit tento požadavek je, zvláště při přenosech na velké vzdálenosti, často obtížné. Užívají se různé metody včetně rekonstrukce hodinového signálu z obsahu přenášeného signálu na principu digitální PLL.

Pro synchronní a asynchronní přenos disponuje řada MCS-80 programovatelným obvodem USART, 8251. Na desce DSM-1 systému SAPI-1 se užívá jednodušší, neprogramovatelný obvod UART, MHB1012. Jen pro doplnění uvedeme, že jsou i jiné metody sériového přenosu, nabývající na významu s rostoucí potřebou výstavby složitějších řízených přenosových sítí s větším počtem aktivních účastníků. Mohou být jak znakově, tak bitově orientované.

Komunikace v této síti samozřejmě vždy musí probíhat podle určitého, přesně definovaného protokolu.

Po tomto odbočení, nutném pro objasnění základních principů styku mikropočítače s okolím, se znova vrátíme k CPU 8080. Budeme se již věnovat instručnímu souboru tohoto mikroprocesoru a jím užívaným adresovacím metodám. Instrukce budeme uvádět v asemblerové formě, tj. ve formě definovaných mnemonických zkratek tak, jak se jich běžně užívá v jazyku symbolických adres CPU 8080.

### Adresovací metody

Charakter základních adresovacích metod, užívaných CPU 8080, vyplynává z její koncepce, z 8bitové šířky datové sběrnice a ryze fyzikálního 16bitového adresování paměťového prostoru. Užívá se proměnného instrukčního formátu, který může být jedno, dvou nebo tříbytový. Každá instrukce je tedy v operační paměti mikropočítače reprezentována jednou, dvěma nebo třemi vzájemně těsně navazujícími lokacemi, obr. 73.

Podle užité konvence se již v průběhu aktuální instrukce připravuje adresa sousední, následující instrukce. Při zpracování jedné instrukce se tedy obsah PC zvětšuje o jednotku, při zpracování dvou nebo tříbytové instrukce musí být PC inkrementován dvakrát nebo třikrát, aby posléze mohl adresovat instrukci bezprostředně následující (pokud se ovšem neuplatní nějaké skokové instrukce).

První byte každé instrukce obsahuje její operační kód. Teoreticky by mohlo být definováno  $2^8 = 256$  instrukcí. Instrukční soubor CPU 8080 používá 244 instrukcí. Ve skutečnosti však jde pouze o 78 instrukčních typů. První byte každé instrukce je vedle zakódování operačního kódu systematicky koncipován tak, aby v případě potřeby vhodně specifikoval i případný operand nebo operandy. Způsob, jakým jsou skutečně operandy té které instrukci

přiřazeny, se označuje jako adresovací metoda. Lze říci, že CPU 8080 má v tomto ohledu možnosti značně omezené. Instrukční soubor využívá:

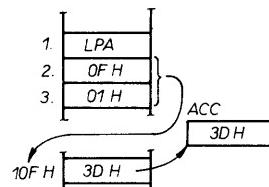
- přímého adresování,
- nepřímého adresování,
- bezprostředního adresování,
- registrového adresování.

Rozšíření adresovacích možností lze dále dosahovat programovou cestou, využitím makroinstrukcí při programování na vývojovém systému, viz např. [5]. My si však osvětlíme pouze základní metody.

#### Přímé adresování

U instrukcí tohoto typu je v jejich adresové části přímo uvedena adresa místa, v němž je uložen operand instrukce. Ve skutečnosti se však takto adresuje pouze jeden z operandů. Jsou-li použity dva, druhý bývá buď implicitní, nebo explicitně specifikován již v prvním bytu instrukce.

**Příklad:** Instrukce LDA 10F H je typem přesunové instrukce, která má přesunout obsah paměťového místa s přímou adresou 10F H do akumulátoru CPU. Protože instrukce musí přímo adresovat celý paměťový prostor, je její adresová část dvoubytová. Spolu s operačním kódem tvoří tedy instrukci tři byty. Prvý byte představuje operační kód, druhý nižší a třetí vyšší část adresy (konvence adresování Intel), obr. 95.



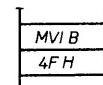
Obr. 95. Příklad instrukce s přímým adresováním jednoho z operandů

Zpracování této instrukce (její instrukční cyklus) se skládá ze čtyř strojových cyklů M1 až M4. V prvním cyklu M1 je z adresy 1. bytu, operačního kódu instrukce, přečteno a dekódováno stavové slovo a poprvé inkrementován PC. Ve druhém cyklu M2 dochází ke čtení 2. bytu instrukce, tj. nižší části adresy operandu, jejíž uložení do adresy operandu, jejíž uložení do dočasného registru a druhé inkrementaci PC. Ve třetím cyklu M3, opět adresovaném obsahem PC, se čte obsah 3. bytu instrukce, tj. vyšší část adresy operandu, čímž je již naplněn celý dočasný registrý pár WZ a potéž se inkrementuje PC. Tepřve v posledním, čtvrtém cyklu M4 může být čten obsah paměťového místa. Jeho adresa je nyní do adresového latches CPU vyslána ne z PC, ale z registrového 16bitového dočasného páru WZ. Druhým operandem je střadač, operand instrukce LDA se ukládá do ACC. Adresa následující instrukce je pak již opět určena stavem PC. Vidíme, že přímé adresování paměťového prostoru je časově značně náročné.

#### Nepřímé adresování

Za nepřímé adresování můžeme označit případ, kdy jeden z operandů je opět adresován implicitně jako registr, adresa druhého operandu je naproti tomu určena nepřímo, obsahem specifikovaného registrového páru.

**Příklad:** Instrukce MOV M,B zapíše do paměťového místa, jehož adresa je specifikována obsahem registrového páru HL, obsah registru B. Paměťové místo se tak chová jako fiktivní registr



Obr. 96. Příklad instrukce s bezprostředním adresováním jednoho z operandů

M. Přitom registr H určuje vyšší, registr L nižší část adresy (registrová konvence Intel). Budou-li obsahy registrů B = 35 H, H = 12 H, L = F7 H, pak po provedení MOV M,B bude na adresu 12F7 H přesunut obsah M=35 H. Obsah B registru zůstává nezměněn.

#### Bezprostřední adresování

Při tomto adresování je místo jakýchkoli odkazů na jeden z operandů uveden přímo operánd sám. Je to přímý, bezprostřední operand.

**Příklad:** Instrukce MVI B,4FH zapíše hodnotu operandu, umístěného v 2. bytu do registru B, obr. 96. Provedení vyžaduje dva strojové cykly. První M1, Fetsch, ve druhém se přepíše obsah 2. bytu, operandu, do specifikovaného registru, zde B. Registr je určen 3bitovým polem operačního kódu instrukce.

#### Registrové adresování

Za výlučně registrové budeme požadovat takové adresování, jehož operandy jsou obsaženy přímo v registech CPU. Protože CPU užívá pouze omezený počet registrů, je pole, potřebné pro jejich adresování malé. Tak mohou být jednobytovou instrukcí adresovány současně dva operandy.

**Příklad:** Instrukce MOV B,C přesouvá obsah 8bitového registru C do 8bitového registru B, obr. 97. Obsah C přitom zůstává nezměněn. Instrukce ke svému provedení vyžaduje pouze



Obr. 97. Příklad instrukce s úplným registrovým adresováním obou operandů

jeden strojový cyklus M1. Jeho doby  $T_1$  až  $T_3$  mají klasický průběh, v rozšířené době  $T_4$  se přepíše obsah zdrojového registru C do dočasného (temporary) registru, v době  $T_5$  pak dochází ke konečnému přesunu do cílového registru B; je zřejmé, že je instrukční cyklus podstatně zkrácen.

Vidíme, že CPU 8080 postrádá především rozsáhléji nepřímé adresování, možnost relativního a indexovaného adresování a instrukce přímé bitové manipulace. Těmi naopak disponuje populární Z-80.

### Instrukční soubor CPU 8080

Instrukční soubor mikroprocesoru lze hodnotit podle sortimentu a výkonnosti jednotlivých skupin instrukcí, u CPU 8080 jsou:

- přesunové instrukce,
- aritmetické instrukce,
- logické instrukce,
- instrukce rotací,
- skokové instrukce,
- instrukce pro práci se zásobníkem,
- instrukce pro práci s podprogramy,
- instrukce vstupu/výstupu dat,
- doplňkové instrukce.

Nyní si jednotlivé skupiny instrukcí stručně projedeme.

#### 8bitové přesunové instrukce

Jsou to především instrukce přesunu mezi registrovým zdrojem (SRC) a příjemcem (DST) dat. U skupiny MOV (Move — přesun) může být zdrojem

# Anritsu Instruments

World Leader in  
Optical Fiber Measurement Technology  
Phoenix Praha A.S., Ing. Havlíček, Tel.: (2) 69 22 906

ELSiNCO

# KIKUSUI Oscilloscopes

Superior in Quality,  
first class in Performance!

Phoenix Praha A.S., Ing. Havlíček, Tel.: (2) 69 22 906

ELSiNCO

I příjemcem bud registr CPU nebo paměťové místo M. To však může být buď pouze zdrojem nebo příjemcem, protože je lze adresovat jediným způsobem, registrovým párem HL. Je to nepřímé adresování — „na adresu“ HL je teprve uložena adresa paměťového místa, které je nositelem operantu.

Patří sem i instrukce přesunu přímého 8bitového operandu do registrů CPU a lokace M, symbolicky označovaná MVI (Move Immediate Data — přesun přímých dat). Tyto instrukce jsou 2bytové, operační kód + operand.

Střadačově orientované instrukce LDA a STA (Load/Store Accumulator Direct) jsou 3bytové, protože užívají přímé adresování operandu v paměťovém prostoru. Střadačově orientovaná je i skupina LDAX a STAX, která je však pouze jednobitová, protože paměťový operand je adresován nepřímo buď obsahem páru BC nebo DE.

## 16bitové přesunové instrukce

První z této skupiny, instrukce LXI (Load Register Pair Immediate) je 16bitovou obdobou MVI. Ukládá 2bytový přímý operand do páru BC, DE, HL nebo ukazatele SP. Instrukce je tedy 3bytová.

Instrukce LHLD a SHLD (Load/Store HL Direct) jsou opět „střadačově“ orientované. Úlohu 16bitového střadače zastává pář HL. Druhý 16bitový přímě adresovaný operand koresponduje s párem HL tak, že adresovaný byte odpovídá registru L, registru H pak odpovídá obsah bytu následující inkrementované adresy.

Užitečná a účinná je instrukce XCHG (Exchange) pro vzájemnou záměnu obsahu registrových páru HL a DE. Umožňuje výměnu adresy fiktivního paměťového registru M, předávání parametrů ap. Je pouze jednobitová, nevyžaduje adresovou specifikaci.

Instrukce SPHL (Load SP from HL) umožňuje přesun obsahu páru HL do ukazatele zásobníku SP, opět jednobitovou instrukcí, v jediném strojovém cyklu.

Všechny dosavadní instrukce pracují bez ALU, nijak tedy neovlivňují ani nejsou ovlivňovány příznakovými indikátory.

## Aritmetické instrukce

Instrukce aritmetického součtu/rozdílu bez uvažování přenosu ADD a SUB (Add/Subtract Register or Memory from Accumulator) i ADC a SBB s přenosem (with Carry/Borrow) jsou 8bito-

vé, střadačově orientované. Jeden operand a výsledek jsou vždy uloženy v ACC. Druhým operandem je obsah registru nebo M, při užití instrukcí ADI/SUI nebo ACI/SBI pak přímý operand. Registrově orientované instrukce jsou jednobitové, instrukce s přímým operandem 2bytové.

Aritmetické instrukce svými výsledky ovlivňují nastavení všech příznakových indikátorů, tj. Carry, Zero, Signum, Parity a Auxiliary Carry.

Instrukce INR, DCR inkrementují, popř. dekrementují registry CPU nebo paměťové místo M, adresované opět párem HL. Ovlivňují všechny příznaky kromě CY, jsou jednobitové.

(Dokončení příště)

## Dodatky k AR B4/89

## PŘIJÍMAČE DO AUTA

Opravte si, prosíme, dvě chyby v AR B4/89. Jde především o tvrzení, že „je-li  $r_s$  větší než 1 . . .“ (str. 132, levý sloupec v dolní třetině) — právě opak je pravdou, správně má být uvedeno „je-li  $r_s$  menší než 1 . . .“; jak je zřejmé z tab. 7, mají varikapy pro AM  $r_s$  v rozsahu 2 až 4  $\Omega$ , tento jejich sériový odpór se v pásmu SV a DV neuplatní (podstatně), neboť sériový odpór cívek SV a DV bývá 5 až 10krát větší než  $r_s$ . Např. u čívek SV s  $Q_0 = 100$  na 520 kHz s varikapem KB113 se  $Q$  zmenší asi na 75. Naproti tomu u krátkých vln, u nichž bývá sériový odpór cívek srovnatelný nebo i menší než  $r_s$ , se zmenjuje jakost laděného obvodu nejméně na polovinu.

Dále pak bylo uvedeno na str. 159 (v levém sloupci v předposledním odstavci), že . . . tlumivky musí být navinuty atd. „Přesycení jádra samozřejmě nezávisí na tloušťce vodičů, použitých k navinutí tlumivky.“ Text by měl tedy znít: Použijeme-li k odrušení tlumivky, musí být navinuty vodičem, dimenzovaným podle maximálního protékajícího proudu. Tlumivky bez jádra nelze přesystit, kdežto tlumivky s jádrem přesystit lze. Tlumivka se přesystí, je-li překročen počet ampérzávitů (Az), vhodný pro zvolený materiál jádra.

Vzhledem k různým dotazům jsme se rozhodli doplnit informace v AR B4/89 i se zaměřením doporučené, použité a potřebné literatury:

CSN 367090 — Rozhlasové přijímače. Všeobecné podmienky a metody meraní.

CSN 367091 — Rozhlasové přijímače. Metody merania parametrov časti FM.

ČSN 367093 — Rozhlasové přijímače. Metody merania parametrov časti AM.

ČSN 367094 — Rozhlasové přijímače. Metody elektrických nízkofrekvenčních meraní.

ČSN 367303 — Rozhlasové přijímače. Požadavky akostné.

ČSN 304709 — STSEV 173-75 — Rozhlasové přijímače do automobilov. Vonkajšie a pripojovacie rozmer.

Katalog Siemens: IS für Unterhaltungstechnik.

Katalog Philips: IC01/1986.

Valvo Technische Informationen für die Industrie, červen 1979.

## Opravy k AR B5/89

Přes pečlivou kontrolu jsme po vyjítí AR B5 objevili v textu následující chyby, padající převážně na vrub technických problémů při sazbě logických výrazů:

— rovnici (10) chybí symbol inverzní funkce

$$\bar{f}[A, \bar{B}, C \dots (+), (. .)] = \dots \quad (10),$$

— v rovnici (12a) chybí v rozkladu proměnná  $\bar{A}$ , konečný výsledek je však již v pořadku

$$f_{DNT(A)} [A + \bar{B}] = A(1 + \bar{B}) + \bar{A}(0 + \bar{B}) = A + AB + \bar{A}B \quad (12a)$$

— obdobně rovnice (13b) má být správně

$$f_{UDNT(\bar{B}, A)} [\bar{A}\bar{B} + \bar{B} + 1.B] = A(1.\bar{B} + \bar{B} + \bar{B} + 1.B) + \bar{A}(0.\bar{B} + \bar{B} + 0.B) =$$

$$= A\bar{B} + AB + \bar{A}\bar{B} \quad (13b),$$

— neoznačená rovnice v prvním sloupci na str. 166 má mít pořadové číslo

$$Y = \bar{AB} + AB + AB \quad (14),$$

— v obr. 13 má mít vyhodnocení inverzní funkce u mapy d) tvar

$$Y_{D4, 6, 12} = A + \bar{C} + BD,$$

samotná mapa je zakreslena správně.

## INZERCE



Inzerci přijímá osobně a poštou Vydavatelství Naše vojsko, inzertní oddělení (inzerce AR B), Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-9, linka 294. Uzávěrka tohoto čísla byla 10. 10. 1989, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Neopomeňte uvést prodejní

# Mezinárodní a meziměstská telefonní a telegrafní ústředna

v Praze 3, Olšanská 6

přijme

techniky – inženýry pro vývoj a údržbu SW telekomunikačních zařízení.

Platové zařazení: podle ZEUMS II, podle dosaženého vzdělání a praxe, tř. 10–12 + osobní ohodnocení + prémie.

Pro mimopražské pracovníky zajistíme ubytování.

Informace osobně, písemně i telefonicky na č. telefonu 714 26 75, 27 28 53.

cenu, jinak inzerát neuveřejníme. Text inzerátu pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předloh.

## PRODEJ

8 ks ARN 6808 (a 450) – tubusy na subwoofer (a 100), 2 ks výš. repro Celestion HF 50 (a 1000). Vše nové, málo používané. J. Dušek, Růžová 2703, 438 01 Žatec. Počítač Casio PB 100, příd. RAM, kaz. interface (kompl. 4000). L. Zedník, Na hrobci 1/410, 128 00 Praha 2.

Paměti 41256-15 NEC Japan pájené, očistěné, i do objímek (330), disky 5,25-DSD nové (58), tlac. telef. s 1 pamětí (300), kazet. mfg MK 125 (870). Ing. J. Heller, Hošťálkova 80, 169 00 Praha 6.

DMM 520 podle AR A1, 2/87 (nutno oživit) (1600), IO, D, optočleny (50 až 70 % MC), kupím 8272, 8253, FD 5,25". P. Srovnal, Družstevní 116, 788 13 Šumperk.

Nový sov. osciloskop OML-3M (3000). G. Soukup, Přílepy 230, 769 01 Holešov.

Ant. zes. UHF, 2x BFR, zisk 24 dB (300). J. Jelínek, Lipová alej 1603, 397 01 Písek.

RLC 10 (770), galvanoměr  $\pm 20 \times 10^{-6}$  A (2 rozsahy) (160), kanálové zádržky RFT 3037.01/25. k., 27. k., 3037.02/29. k., 32. k., 140), slučovače 3027 (80), 3031.05 (140), šňůra AM-FM 2 m (30), odsvá. cínu (120), směšovač TESLA 5,5/6,5 MHz (55), předzes. TESLA 2. k. (25), kan. voliče Karolina VHF (90), Jasmin-Lile (70, 50). J. Kron, Rovniny 121, 748 01 Hlučín.

Černobily televizor Salermo (600). K. Černoch, Za mostem 10, 617 00 Brno.

Zosilňovače VKV-CCIR, OIRT, III. TV, IV.-V. TV všecko s BF961 (a 190), IV.-V. TV s BFT66 (350), IV.-V. TV s BFT66+BF96 (480), na požiadanie výhybku - a 25, BF961 (50), BFR90, 91, 96 (70). I. Omárik, Odborárska 1443, 020 01 Púchov.

Atari 800XL (7500), 2 ks, nové. M. Krnáč, Fialková 9, 986 01 Fílakovo.

Světelnou aparaturu 8 ks halogen à 1,5 kW na dvou rampách, 2 ks koncové světelné stupně, rozvaděč 380/220 V, vše ve stojanu, ovladač – 4 prog., dálkové ovl. 25 m, obaly, propoj. kabely, kabel 380 V – 40 m. Soudní odhad (56 000). Cena dle dohody – sleva (22 000), výměna možná – mixpult, video. Dále prodám zařízení na výrobu umělého dýmu, špičkové (4000). Vyrobním

## ZAVT a. s.,

odštěpný podnik VÚMS, Praha 1, Loretańské nám. 3,

přijme

pro své pracoviště v Praze 6, Lužná 2

mladého, iniciativního výzkumného pracovníka do kolektivu, řešícího problematiku počítačových sítí.

Nástup ihned.

Informace podá Ing. Kebler, CSc. nebo Ing. Martínek na tel. čísle 36 85 05.

Náborová oblast Praha.

i jiné svět. efekty – záruka, servis zaručen. R. Kafka, Bachmačská 700, 280 00 Kolín, tel. 0321 233 67.

Hľadám krúžok amatérov, ktorý by mi opravil televízor zn. Marina, kde je nová obrazovka, prvý program nepekný obraz, druhý nefunguje, a v celom televízore nejde zvuk. Všetky náklady zaplatím. A. Kosmál, 951 48 Jarok 445, okres Nitra.

## KOUPĚ

IO TCA730, TCA740, K500TM131 – 4 ks, prodám TV hry s AY-3-8500 (800). J. Bezděk, 679 21 Černá Hora 387.

## RŮZNÉ

Kto poskytne, připadne predá strojový kód a informácie k Sharp PC 1401? Ing. M. Šuster, Gottwaldova 7, 990 01 Vefký Krtiš.

## OÚNZ Litoměřice

zakoupí

1750 RAM expansion module pro počítač Commodore 128.  
Informace na tel. čísle 2064

Vedoucího pracovníka  
pro vysílač v Mnichově Hradišti

přijme

Oblastní správa radiokomunikací Střední Čechy – Český Brod, PSČ 282 21.

Požadujeme VŠ vzdělání, praxi v oboru elektro, kádrové předpoklady.

Družstevní stabilizační byt 3+1 k dispozici koncem roku 1990.

Nabídky zasílejte písemně na KPÚ.

## Středisko Elektronika JZD 9. květen Hrotovice,

nositeli Řádu práce, dále rozšiřuje výrobu, zavádí nové technologie a nabízí organizacím, zejména výzkumným a vývojovým pracovištěm, realizaci zakázek elektronické výroby nad 200 000 Kčs hrubého objemu pro rok 1990 s možností zahájení ještě v letošním roce.

Realizujeme zejména funkční vzorky a malosériovou výrobu i při dodání nejnuttnejší dokumentace. Funkční i strojní pájení, neagresivní tavidla, antistatická pracoviště, klimat. boxy pro zahření, oživení a měření s moderní měřicí technikou, výroba z dodaného i vlastního materiálu, pro vlastní produkci máme kooperační možnosti výroby prokovených desek plošných spojů.

Zaručujeme výstupní kontrolu.

Informace, případně domluva osobní návštěvy na telef.

Třebíč (0618) 99 278 ing. Fiala, telex. 62 063.